ELETTRONICA E TELECOMUNICAZIONI

A CURA DELLA RAI E DELLA STET - EDIZIONI ERI - ANNO XX - NUMERO 1 - 1971 - L. 500

Antenna VLF/LF eretta dall'I.E.N. per segnali di tempo di alta precisione a banda stretta (art. a pag. 3).

Eimac

ELETTRONICA E TELECOMUNICAZIONI

GENNAIO FEBBRAIO 1971

DA PAGINA 1 A PAGINA 40

RIVISTA BIMESTRALE
A CURA DELLA RAI E DELLA STET

DIRETTORE RESPONSABILE
GIUSEPPE DILDA

COMITATO DIRETTIVO
G. CASTELNUOVO, D. FARO,
R. VAUDETTI, A. SARTORIO

DIREZIONE E AMMINISTRAZIONE
10121 TORINO
VIA ARSENALE, 41 - TELEF. 57-101

Concessionaria esclusiva della pubblicità:
COMPAGNIA INTERNAZIONALE PUBBLICITÀ PERIODICI (CIPP)
MILANO, VIA PISONI, 2 - TEL. 652-814/15/16
TORINO, VIA BERTOLA, 34 - TELEFONO 57-53

Base dell'antenna VLF/LF e cabina di sintonia, erette dall'I.E.N. a Torino (zona Mirafiori) per trasmissioni di segnali di tempo di alta precisione a banda stretta; si notino i conduttori a raggera della presa di terra che in totale sono 240 (articolo a pag. 3).

Sommario:

pagina

UNA COPIA L. 500 (ESTERO L. 600)
ABBONAMENTO ANNUALE L. 2500 (ESTERO L. 3500)
VERSAMENTI ALLA ERI - VIA ARSENALE, 41 - TORINO - C. C. POSTALE N. 2/37800
SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE - GRUPPO IV/70
REGISTRATO ALLA CANCELLERIA DEL TRIBUNALE C. P. DI TORINO AL N. 493 IN DATA 6-11-1951

SEGNALI DI TEMPO DI ALTA PRECISIONE
TRASMESSI CON ONDE VLF E LF

SPIRIDIONE DE MICHELI (*)

SOMMARIO — Dopo un breve cenno di richiamo su un nuovo metodo per associare ad una portante VLF/LF un riferimento di tempo (questo, tra l'altro, consente di mantenere una elevata precisione anche a grandi distanze), si esaminano le cause che limitano la precisione durante l'irradiazione e si propone un sistema che elimina le distorsioni ed i ritardi introdotti dall'elevato fattore di merito dei sistemi irradianti VLF/LF. Vengono forniti i criteri di progetto mediante calcolatore.

*SUMMARY — **High precision VLF/LF time signals transmission.** A new method to broadcast time signals over VLF/LF carriers, is here described with particular emphasis on the high accuracy that can be reached over very long paths. The causes limiting the system accuracy are then analyzed and a method is suggested to reduce the distortion and the delay introduced by the high-Q radiating antenna. Finally a criterion for the design with computer is proposed: some examples and results are given.*

1. Introduzione.

Nel piano di sviluppo della ricerca sulla trasmissione di segnali di tempo con onde miriametriche (VLF) e chilometriche (LF) ([1]), questa nota descrive lo studio e l'attuazione di un metodo ([2]) che elimina i ritardi e le distorsioni introdotti dalla elevata selettività dei sistemi irradianti VLF-LF e rende possibile l'irradiazione corretta dei segnali di tempo ad alta precisione e a banda stretta studiati all'IEN (bibl. 1).

Secondo tale metodo, l'informazione del riferimento di tempo viene associata alle inversioni di fase presenti nel campo elettromagnetico irradiato da una antenna eccitata mediante un segnale ottenuto modulando la portante VLF-LF o con una sinusoide (fino ad ottenere il battimento puro) oppure con una forma d'onda rettangolare.

Nel caso di battimento puro, tra tutti i sottocasi possibili, sembrano offrire particolari vantaggi, all'atto della ricezione dell'informazione di tempo, le due condizioni estreme delle figure 1a) e b), nelle quali la portante e la modulante si trovano in particolari relazioni di fase.

Nel caso di modulazione con forme d'onda rettangolari, meglio conosciuta come portante invertita periodicamente, seguite da opportuni filtri per ottenere una banda stretta, hanno particolari vantaggi i cosiddetti frammenti di sinusoide o di cosinusoide indicati nelle figure 1c) e d).

Esistono ricerche analoghe. Una, iniziata negli U.S.A. dai ricercatori del NBS (bibl. 2), è basata sul cosiddetto metodo delle due

Fig. 1a), b). — Genesi dei segnali di tempo a banda stretta o battimento a), b) e ad inversione della portante c), d), proposti in bibl. 1. a) portante e modulante in fase; b) portante e modulante in quadratura; c) frammenti di sinusoide; d) frammenti di cosinusoide.

(*) Dott. ing. Spiridione De Micheli dell'Istituto Elettrotecnico Nazionale « G. Ferraris » di Torino. Dattiloscritto pervenuto il 24 luglio 1970.

([1]) Ricerca svolta nel Reparto Radiotecnica dell'IEN, con il finanziamento del CNR.

([2]) Domanda di brevetto A/71 in corso.

portanti; questo metodo consiste nell'irradiare alternativamente una portante campione non modulata ed un'altra portante campione pur essa non modulata, spostata in frequenza, avente la funzione di «marcare» un determinato ciclo della prima. Un'altra, più recentemente proposta (bibl. 3) ed ancora in fase di studio nei laboratori giapponesi del Radio Research Laboratory di Tokyo, nota anche come il metodo delle tre frequenze senza interruzione della portante, presenta analogie con i due sistemi di cui sopra.

Nel caso del segnale di tempo studiato all'IEN, il complesso trasmettitore-sistema irradiante deve essere tale da irradiare correttamente la forma dell'onda del segnale delle figure 1a) e b), mentre per il segnale delle figure 1c) e d) ci si accontenta di mantenere correttamente il solo riferimento di tempo, pur accettando le inevitabili deformazioni dell'inviluppo dovute alla necessità di restringere la banda del segnale irradiato. In entrambi i casi dunque è essenziale non alterare l'informazione di tempo: quindi l'istante in cui avviene l'inversione di fase della corrente d'antenna deve essere in relazione nota con l'inversione di fase del segnale campione a basso livello. Un eventuale ritardo residuo dev'essere in ogni caso piccolo e costante.

Per le esperienze già da tempo iniziate presso l'IEN vengono usate le frequenze di 25 kHz e 62,5 kHz, concordate con il Ministero delle Poste e Telecomunicazioni.

2. Risposta del sistema irradiante al segnale di tempo del tipo a battimento.

Limitazioni economiche e fisiche impediscono ad un sistema irradiante LF-VLF di assumere dimensioni pari ad 1/4 di lunghezza d'onda; l'antenna risulta quindi fortemente reattiva (capacitiva). Un circuito equivalente per il sistema trasmettitore-circuito di accordo-antenna è riportato in figura 2.

La tensione v_g, nel caso del segnale di tempo a banda stretta di figura 1a, è:

$$[1] \quad v_g = V (\sin \omega_m t) (\sin \omega_o t) =$$

$$= \frac{V}{2} \left[\cos (\omega_o - \omega_m) t - \cos (\omega_o + \omega_m) t \right]$$

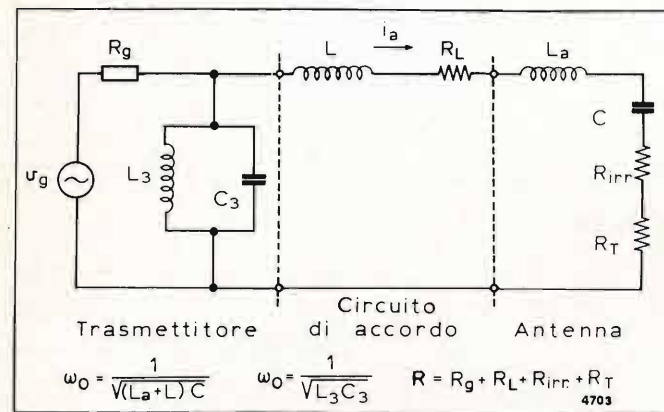



Fig. 2. — Circuito equivalente del sistema trasmettitore-circuito di accordo-antenna.
v_g = tensione equivalente fornita dal trasmettitore; R_g = resistenza equivalente del trasmettitore (non lineare); L = induttanza di accordo; L_a = induttanza propria dell'antenna; R_L = resistenza equivalente di perdita dell'induttanza alla frequenza f_0; C = capacità dell'antenna alla frequenza f_0; R_{irr} = resistenza d'irradiazione alla frequenza f_0; R_T = resistenza di terra, resistenza del traliccio e dei fili che costituiscono la capacità posta sulla sommità, tutti alla frequenza f_0; $L_3 C_3$ = circuito risonante che offre al trasmettitore una bassa impedenza per $f \neq f_0$.

dove: ω_m = pulsazione della modulante,
ω_o = pulsazione della portante.

Negli istanti in cui la fase della tensione si inverte, gli argomenti dei coseni che compaiono nella seconda della [1] sono uguali a meno di multipli interi di 2π, ossia per:

$$[2] \quad t_{1inv} = \frac{k \pi}{\omega_m}, \; k = 0, \pm 1, \pm 2 \ldots$$

La corrente d'antenna i_a di figura 2 si ricava facilmente applicando il principio di sovrapposizione a ciascuno degli addenti della [1]. Trascurando la corrente nel ramo derivato, di piccola entità:

$$[3] \quad i_a = I_{a1} \cos [(\omega_o - \omega_m) t + \varphi_1] -$$

$$- I_{a2} \cos [(\omega_o + \omega_m) t - \varphi_2]$$

$$\varphi_{1,2} = - \operatorname{arc\,tg} \frac{\omega_{1,2} \cdot (L + L_a) - \dfrac{1}{\omega_{1,2} \cdot C}}{R}$$

dove: $\omega_1 = \omega_o - \omega_m$, $\omega_2 = \omega_o + \omega_m$,

$$R = R_g + R_L + R_{irr} + R_T \, .$$

Gli istanti in cui la fase della corrente d'antenna s'inverte, sono:

$$[4] \quad t_{2inv} = \frac{\varphi_1 + \varphi_2 + 2 k \pi}{2 \omega_m}, \; k = 0, \pm 1, \pm 2 \ldots$$

Per $\omega_m \ll \omega_o$, come usualmente avviene, si può confondere la tangente con l'arco corrispondente nell'espressione di $\varphi_{1,2}$ nella seconda della [3]. Supponendo ora

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{(L + L_a) C}}$$

nel circuito di figura 2, la [4] si trasforma in:

$$t_{2inv} = Q \, \frac{2 \omega_m + 2 \omega_m}{2 \omega_m \omega_o} + \frac{k \pi}{\omega_m} \cong t_{1inv} + \frac{2 Q}{\omega_o}$$

con:

$$[5] \quad Q = \frac{\omega_o (L + L_a)}{R_g + R_L + R_m + R_T} \, .$$

Pertanto, con buona approssimazione, il ritardo rispetto alla tensione v_g con cui si manifesta l'inversione di fase della corrente nella antenna, nel caso di $\omega_m \ll \omega_o$, è:

$$[6] \quad t_{2inv} - t_{1inv} \cong \frac{2 Q}{\omega_o} \, .$$

Detto ritardo è variabile in quanto è variabile nel tempo il Q del circuito di figura 2, per diversi motivi più oltre indicati.

Si noti ora che al variare del Q per effetto del solo parametro reale (la reattanza rimanendo inalterata e quindi non variando la condizione di risonanza), mentre in un circuito accordato nel caso normale di una sola frequenza non varia la relazione di fase fra tensione e corrente, quando le frequenze sono due (battimento), il caratteristico salto di fase della corrente si sposta rispetto a quella dello tensione.

Per valutare l'importanza delle fluttuazioni del Q, si tenga presente che l'esecuzione pratica dei confronti di tempo verrà effettuata in due passi: identificazione del ciclo e confronto di fase entro un generico ciclo.

Mentre l'identificazione del ciclo è basata sul salto di fase caratteristico, la seconda operazione viene com-

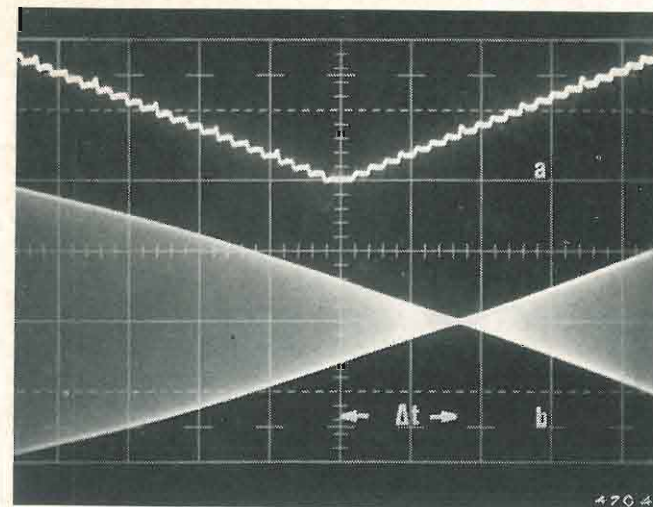



Fig. 3. — Ritardo della tensione ai capi dell'antenna (b) rispetto alla modulante (a) della tensione v_g di figura 2 (quest'ultima è a gradinata perché è ottenuta in forma quantizzata per assicurarne il sincronismo con l'istante in cui si comanda l'inversione di fase).
f_0 = 62,5 kHz; C = 2000 pF = 4 × 500 pF sottovuoto (simula l'antenna); L = 3,24 mH; Q_L = 1100; $Q \cong 200$; Δt_{inv} = 1,02 ms calcolato secondo la [6]; $\Delta t_{inv} \cong 0,9$ ms misurato.

piuta in corrispondenza dei massimi del segnale, sia perché si ha un miglior rapporto «segnale/rumore» sia perché è ivi assicurata una buona costanza di fase.

È necessario quindi che all'origine la fluttuazione, nel tempo, del salto di fase sia minore del periodo della portante. Ad esempio per f_o = 25 kHz la fluttuazione del ritardo deve essere minore di 40 μs; ne consegue, in base alla [6], che le variazioni complessive del Q del sistema debbano essere necessariamente contenute entro qualche percento. Per f_o = 62,5 kHz la stabilità del Q deve essere circa dello stesso ordine di grandezza.

Tutte le cause che influenzano le resistenze del circuito di figura 2 influenzano anche il Q e quindi $t_{2inv} - t_{1inv}$. Alcune di queste hanno una influenza a breve termine, altre a medio termine ed altre ancora a lungo termine. Inoltre alcune dipendono dal tipo di trasmettitore usato e sono quindi relativamente dominabili (influenza su R_g), altre invece non sono dominabili perché influenzano R_L ed R_T. Essendo il trasmettitore di tipo quantizzato a diodi controllati (SCR) ([3]), R_g dipende anche dalla resistenza di conduzione del particolare diodo che sta conducendo; quindi R_g influenza il Q a breve termine con variazioni che possono raggiungere anche alcuni percento. Cause a medio termine possono essere ricercate nella temperatura, che influenza tutte le resistenze interessate, e nelle condizioni atmosferiche, che influenzano la R_T con variazioni che possono arrivare anche al 10% (a lungo termine).

Un circuito per la stabilizzazione del Q sarebbe oltremodo complicato a causa delle alte potenze in gioco e del numero di parametri che influenzano il Q stesso.

In figura 3 è riportata la tensione di modulazione, ottenuta anche essa in forma quantizzata, e la tensione

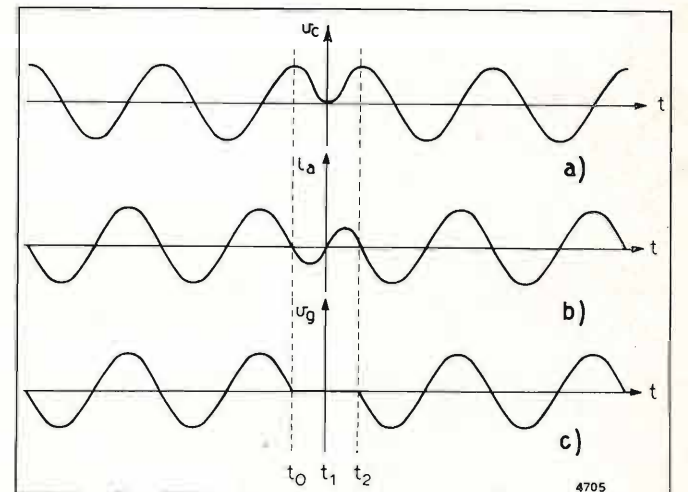



Fig. 4. — Tensione ai capi dell'antenna (a) e corrente nell'antenna (b) quando si variano nell'intervallo $t_0 - t_2$ il valore dell'induttanza di accordo d'antenna dal valore L al valore $L/2$ e il valore della capacità dell'antenna dal valore C al valore $C/2$. c): Tensione che il trasmettitore quantizzato ad SCR è in grado di fornire.

ai capi dell'antenna fittizia (costituita da 4 capacità sotto vuoto in parallelo, ciascuna di 500 pF), ritardata rispetto alla prima secondo la [6].

3. Circuito di accordo con parametri variabili.

Soltanto una discontinuità dei parametri del circuito di accordo permette di ottenere in maniera molto semplice l'inversione di fase della corrente nell'antenna nell'istante e nel modo desiderati ([4]).

Si suppongono infatti variabili l'induttanza L e la capacità C del circuito di figura 2. In figura 4c) è rappresentata la forma d'onda della tensione v_g che il trasmettitore quantizzato è in grado di fornire. All'istante t_o, in cui l'energia reattiva presente nel circuito di figura 2 è tutta accumulata nella antenna C, si varia l'induttanza dal valore L a $L/2$ ([5]) e la capacità dal valore C al valore $C/2$ (la variazione di capacità deve venir eseguita a tensione costante, come risulterà evidente in seguito; il metodo più semplice consiste, considerando la capacità C costituita da due capacità uguali in parallelo, nello staccare una delle due con-

([3]) È stato scelto un trasmettitore anche con la parte di potenza quantizzata per poter assicurare l'inversione di fase dalla v_g di figura 2 all'istante desiderato, senza pertanto dover introdurre ulteriori ritardi dovuti al trasmettitore stesso. Lo schema di principio di tale trasmettitore è, tra i due proposti da Brainerd, Olson, Hooper in «Electronics» del 13 giugno 1966, pagg. 119÷126, quello che fa uso di due alimentatori di potenza e di due diodi SCR ed induttanze per ogni sezione; in tal modo la mancanza del trasformatore a presa centrale necessario nel tipo di pag. 126 per combinare le semisinusoidi di corrente con fase opportuna elimina ulteriori ritardi a spese di una relativa maggiore complicazione negli alimentatori di potenza. Le diverse modulazioni necessarie per irradiare i particolari segnali di tempo delle figure 1a), b), c), d) vengono ottenute variando contemporaneamente le tensioni dei due alimentatori di potenza.

([4]) Si è tentato anche di sostituire al circuito di accordo di figura 2 un doppio bipolo reattivo avente due zeri nell'impedenza di entrata, corrispondenti alle frequenze $f_o + f_m$ ed $f_o - f_m$, quando viene chiuso sull'antenna. In tal caso $t_{2inv} = t_{1inv}$ poiché verrebbero ad essere $\varphi_1 = \varphi_2 = 0$, come deducibile dalla [4]. A parte eventuali difficoltà connesse con la stabilizzazione dei due zeri in corrispondenza delle due frequenze, detta soluzione è da scartare. I parametri della rete assumono infatti valori non fisicamente realizzabili a causa del basso valore di capacità che per ragioni economiche ha l'antenna.

([5]) Nelle considerazioni che seguono si suppone trascurabile l'induttanza d'antenna L_a rispetto a quella d'accordo per semplicità nelle notazioni.

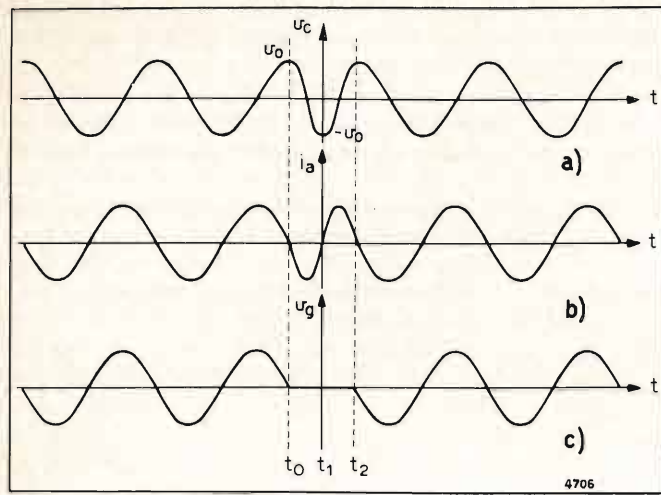



Fig. 5. — Tensione ai capi dell'antenna (a) e corrente nell'antenna (b) quando si varia, nell'intervallo $t_0 - t_2$, il solo valore dell'induttanza di accordo d'antenna dal valore L al valore $L/4$, supponendo nullo lo smorzamento nel circuito di figura 2. c): Tensione che il trasmettitore quantizzato ad SCR è in grado di fornire.

Fig. 7. — Tensione ai capi dell'antenna (a) e corrente nell'antenna (b) quando si varia, nell'intervallo $t_0 - t_2$, il solo valore dell'induttanza di accordo dal valore L al valore $L/4$. c): Tensione che il trasmettitore quantizzato ad SCR è in grado di fornire.
L = 3,24 mH; Q_L = 1100; $Q \cong 200$; $R \cong 7\ \Omega$ (interruttore secondario); f_0 = 62,5 kHz.

servandola carica). Poiché la tensione v_g che il trasmettitore fornisce (fig. 4c) è nulla nell'intervallo $t_0 - t_2$, inizia nella maglia trasmettitore-circuito di accordo-antenna un regime di oscillazioni libere smorzate, con frequenza approssimativamente doppia rispetto ad f_0. In figura 4 vengono supposte trascurabili le perdite. All'istante t_2, in cui l'energia è di nuovo tutta accumulata nella capacità $C/2$, che costituisce l'antenna tra t_0 e t_2, si ripristinano i valori dell'induttanza e della capacità. Quest'ultima operazione è possibile perché le tensioni alle quali si trovano cariche all'istante t_2 la mezza capacità che è stata a riposo e quella che ha lavorato sono identiche; infatti la varia-

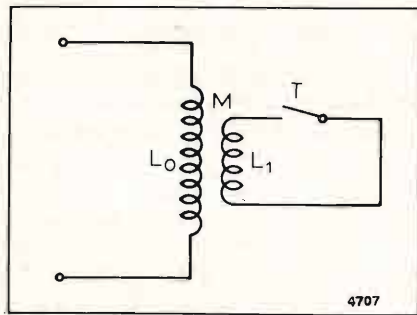
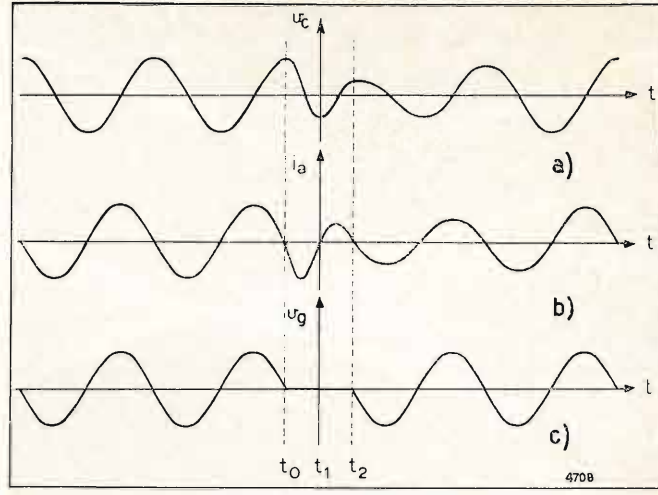



Fig. 6. — Schema di circuito che permette di variare a gradino il valore dell'induttanza di accordo quando l'interruttore T cortocircuita il secondario L_1. Una sua attuazione con diodi controllati in forma passiva era stata proposta da L. Monachesi: *VLF High Speed Radio Telegraph Transmission* «Alta frequenza n. 2» -Vol. XXXIV. 1965. Pag. 39-51.

zione di capacità è stata eseguita a tensione costante secondo il metodo indicato precedentemente. Dall'istante t_2 in poi il trasmettitore impone di nuovo le oscillazioni con il ritmo della frequenza f_0 nel circuito, che si trova ora di nuovo accordato alla frequenza f_0.

L'inversione di fase avviene quindi nell'istante e nel modo desiderati, se si variano contemporaneamente i parametri L e C. In una più grossolana approssimazione, la inversione di fase della corrente d'antenna può avvenire sempre nell'istante desiderato, se nell'intervallo di tempo $t_0 - t_2$ si varia soltanto l'induttanza dal valore L al valore $L/4$ (fig. 5). Le figure 5a) e c) rappresentano rispettivamente la tensione ai capi dell'antenna e la tensione che il trasmettitore fornisce.

Praticamente è stata scelta quest'ultima soluzione, perché più facile da attuare.

4. Attuazione pratica.

L'induttanza L del circuito di figura 2 viene variata nell'intervallo di tempo $t_0 - t_2$ cortocircuitando un avvolgimento accoppiato magneticamente con questa (fig. 6). I valori estremi che l'induttanza L deve assu-

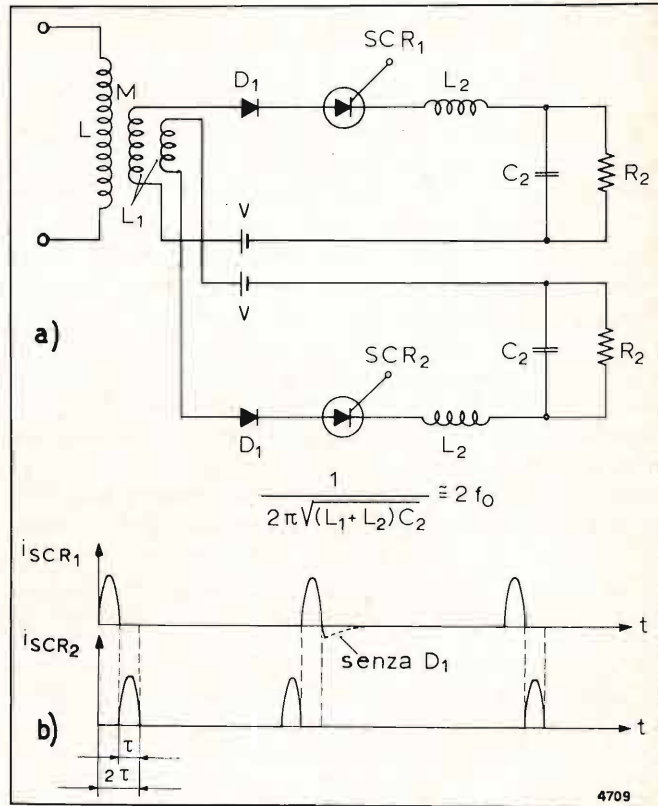



Fig. 8. — Circuito (a) e forme d'onda di corrente (b) che permettono di ottenere le forme d'onda di figure 5 e 10.
τ = 4 µs per 62,5 kHz; τ = 10 µs per 25 kHz.
$SCR_{1,2}$ = Diodi controllati con $t_{on} < 0{,}5$ µs; D_I = Diodi con piccolo tempo di ripristino.
Dati a 62,5 kHz: L = 3,24 mH; L_1 = 15 µH; L_2 = 20 µH; M = 270 µH; C_2 = 280 nF; V = 16 V; R_2 = 15 kΩ per $f_m = \omega_m/2\pi$ = 50 Hz; R_2 = 1,5 kΩ per f_m = 500 Hz.

mere qualora non venga variata la capacità C (fig. 5) sono:

$$[7] \quad \begin{cases} L = L_0 \text{ con secondario aperto per } t < t_0, t > t_2 ; \\ \dfrac{L}{4} = L_0 - \dfrac{M^2}{L_1} = L_0 (1 - K^2) \text{ con secondario in corto circuito per } t_0 < t < t_2. \end{cases}$$

In pratica, allorché sia stata scelta la geometria del sistema, le resistenze dell'avvolgimento L_1 e soprattutto dell'interruttore elettronico T di figura 6 (6) limitano il valore minimo del numero delle spire dell'avvolgimento L_1. Risulta pertanto fissato il valore massimo della tensione alla quale viene sottoposto l'interruttore T quando è aperto.

Si può facilmente verificare che, a causa dell'ampia variazione a cui deve essere sottoposta l'induttanza di accordo L_0 (da 1 a 1/4), ed in base ai valori di resistenza del componente elettronico che funge da interruttore (in genere un diodo controllato SCR), il numero di spire di L_1 non può essere minore di 1/10 del numero di spire dell'induttanza L_0. Supponendo che la tensione massima ai capi di L_0 durante i picchi di modulazione sia di 100 kV, l'interruttore T dovrebbe sopportare 10 kV, tensione evidentemente troppo elevata per un diodo SCR (7).

Un altro motivo, non meno grave di questo, è costituito dal fatto che nell'intervallo $t_0 - t_2$ le oscillazioni libere che si hanno sono smorzate soprattutto a causa della elevata resistenza dell'interruttore T. Le forme d'onda, ricavate su un modello, sono riportate in figura 7.

Si ovvia a questi inconvenienti imponendo un passaggio di corrente sul secondario di figura 6 della stessa forma di quella che passerebbe nel caso di secondario chiuso su circuito passivo (ideale). In questo caso il circuito si avvicina molto di più alla condizione ideale perché si può diminuire a piacere il numero di spire del secondario pur di aumentare conseguentemente la corrente che in esso s'introduce.

Fig. 9. — Famiglia di caratteristiche della tensione v_C ai capi dell'antenna al variare di V, avendo assunto come parametro C_2 (f_0 = 62,5 kHz), tracciate nell'intervallo $t_0 - t_1$ di figura 5.

Nel caso in cui un valore eccessivo di corrente secondaria fosse necessario per ottenere la voluta variazione di induttanza, è possibile ottenere ancora rapporti di trasformazione elevatissimi, che consentono di ridurre la tensione massima a cui viene sottoposto l'interruttore, predisponendo più avvolgimenti secondari in ognuno dei quali venga immesso il massimo valore di corrente che possono sopportare gli interruttori.

La realizzazione pratica che permette di eliminare gli inconvenienti sopra citati, è rappresentata in figura 8. La presenza di due secondari è necessaria a causa della bidirezionalità del generatore di corrente; è stata ritenuta preferibile una relativa maggiore complicazione nella costruzione dell'induttanza di accordo che nella elettronica del sistema.

Il progetto è abbastanza complicato, in quanto nella espressione delle grandezze elettriche del circuito di figura 8 col metodo simbolico generalizzato interviene una equazione di

(6) L'interruttore T bidirezionale deve essere elettronico, a causa della brevità dell'intervello di tempo $t_0 - t_2$ in cui questo deve rimanere chiuso: 8 µs a 62,5 kHz e 20 µs a 25 kHz.

(7) La soluzione consistente nel mettere più diodi controllati in serie offre pochi vantaggi perché così facendo si aumenta la resistenza e quindi per ottenere la riduzione di L ad un quarto bisogna aumentare ancora il numero di spire di L_1.

Fig. 10. — Tensione ai capi dell'antenna (a) e correnti (b) e (c) nei diodi controllati di figura 8.
f_0 = 62,5 kHz; C = 2 nF; L = 3,24 mH; rapporto di trasformazione tra primario e secondario 1/32.

Fig. 11. — a) tensione di modulazione della tensione v_g di figura 12. b) tensione ai capi dell'antenna (scala 20 kV per quadretto).
f_0 = 62,5 kHz; C = 2 nF; L = 3,24 mH; Q_L = 1100; $Q_0 \cong 200$.

quinto grado. Non essendo agevole antitrasformare letteralmente mediante calcolatore, la soluzione viene ottenuta per tentativi, tracciando le famiglie di tensione ai capi della capacità C in funzione del tempo, prendendo come parametri la tensione V e la capacità C_2, dopo aver fissati — in base a considerazioni fisiche — i valori degli altri parametri del circuito di figura 8.

I passi sono i seguenti: si conoscono f_0, C, L e la tensione massima ai capi di L; in base alla massima tensione sopportabile dai diodi SCR secondari (fig. 8), si sceglie il rapporto di trasformazione tra primario e secondario; risultano fissati quindi, scelta una certa geometria del sistema, i valori di L_1 e di M. Va presa quella coppia di valori $C_2 — V$ che nell'intervallo di tempo $t_0 — t_1$ (10 μs per 25 kHz e 4 μs per 62,5 kHz) porta la tensione v_C ai capi dell'antenna esattamente da $+v_0$ a $—v_0$ (fig. 5).

Se la capacità C_2 assume valori troppo elevati in base a considerazioni sul fattore di merito del circuito risonante serie che si ha su ciascun secondario, allora è conveniente aggiungere una induttanza L_2 non accoppiata magneticamente col primario L; in tal modo si diminuisce il valore della capacità C_2. È necessario tracciare di nuovo la curva di v_c in funzione dei nuovi parametri. Si sceglie sempre la coppia $V — C_2$ che, in 10μs per 25 kHz e in 4 μs per 62,5 kHz, porta la tensione ai capi dell'antenna da $+v_0$ a $—v_0$.

Le resistenze R_2 hanno il solo compito di scaricare le capacità C_2 in modo che alla successiva inversione di fase il circuito si trovi nelle stesse condizioni precedenti.

In figura 9 è riportata una famiglia di caratteristiche della tensione ai capi dell'antenna, v c, al variare di V, avendo assunto come parametro C_2 (per f_0 = 62,5 kHz). Questi diagrammi vanno utilizzati soltanto nell'intervallo di tempo corrispondente al primo mezzo periodo (10 μs per 25 kHz e 4 μs per 62,5 kHz).

La figura 10 rappresenta le forme d'onda ottenute sul circuito sperimentale della figura 8: sono riportate la tensione ai capi dell'antenna e le due semisinusoidi di corrente i_{SCR_1} e i_{SCR_2}, che permettono l'inversione di fase della corrente nell'istante desiderato.

In figura 11 sono riportate le forme d'onda della modulante quantizzata della tensione v_g di figura 2 e della tensione ai capi dell'antenna; quest'ultima nel suo particolare molto dilatato della parte centrale, coincide con la figura 10a). Pur avendosi l'inversione di fase nell'istante voluto, si nota un ritardo dell'inviluppo della tensione ai capi dell'antenna [fig. 11b)] rispetto alla modulante [fig. 11a)]; esso è dovuto ancora al Q del sistema trasmettitore-circuito di accordo-antenna. Questo fatto non dà tuttavia alcun disturbo con la frequenza di modulazione ora usata (25 Hz) in quanto

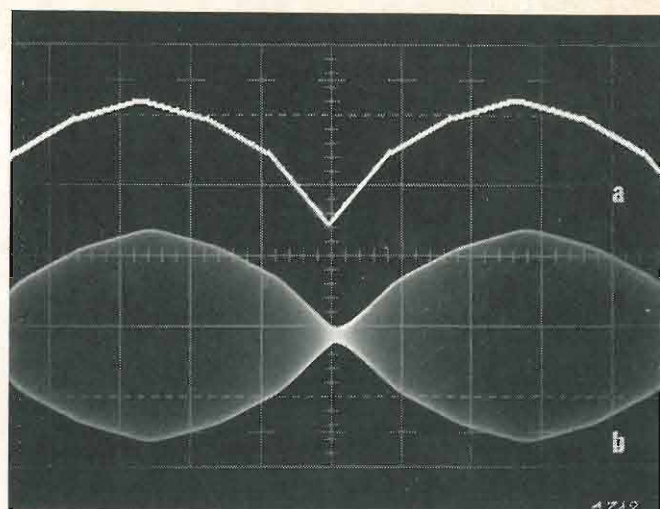
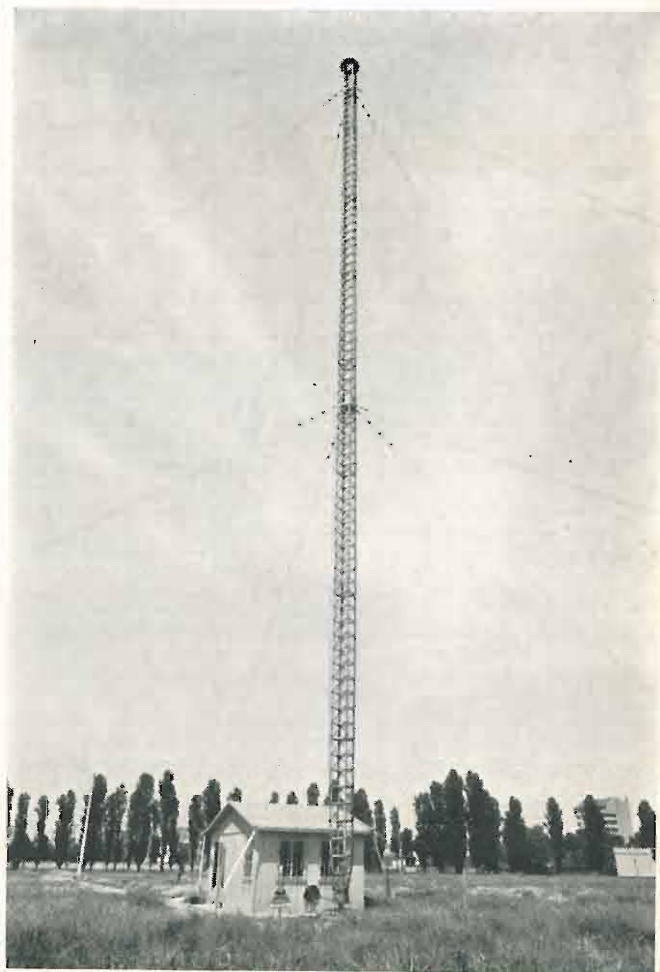



Fig. 12. — Antenna VLF per le prove di trasmissione dei segnali di tempo ad alta precisione secondo il metodo proposto in bibl. 1.
Altezza del traliccio centrale: 41 m; superficie della capacità posta sulla sommità del traliccio: 20.000 m^2; lunghezza del filo interrato per costituire la presa di terra: 21 km; capacità: 6,15 nF.

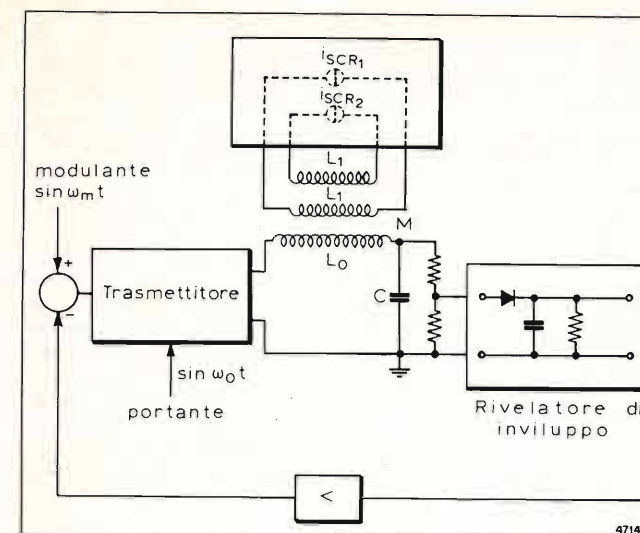



Fig. 13. — Schema di principio della reazione sulla tensione di modulazione per eliminare il ritardo di inviluppo.

Fig. 15. — Segnale di tempo od inversione della portante (a) del tipo « frammenti di cosinusoide » e segnale di tempo approssimato (b) con l'uso di un circuito simile a quello di figura 8 in cui ad ogni inversione di fase si eccita un solo secondario, alternativamente (c).

in ricezione l'informazione del riferimento di tempo viene dedotta dall'istante in cui avviene l'inversione di fase e non dall'inviluppo ([8]).

Nel caso in cui fosse necessario aumentare la frequenza di modulazione, allorché si avranno i primi risultati delle prove di trasmissione con l'antenna già costruita (fig. 12), si potrà ovviare all'inconveniente sopra descritto facendo una reazione sulla tensione di modulazione secondo lo schema di principio riportato in figura 13. Tuttavia il fatto ha scarsa importanza, ove come riferimento venga scelta la radiofrequenza modulata e non la bassa frequenza modulante.

5. Segnale di tempo a inversione della portante.

Analoghi problemi di distorsione e di ritardo intervengono quando si alimenta il circuito di figura 2 con una tensione v_g sia del tipo indicato in figura 1c) (frammenti di sinusoide), sia del tipo di figura 1d) (frammenti di cosinusoide).

Tuttavia, mentre nel caso del battimento è possibile replicare fedelmente (fig. 4) la forma d'onda delle figure 1a), e b) e soltanto considerazioni di semplicità consigliano di produrre un segnale approssimato (fig. 5), nel caso di segnali di tempo a inversione della portante, semplici considerazioni fisiche mostrano la necessità di effettuare un'approssimazione delle forme d'onda delle figura 1c), e d).

([8]) CCIR - Doc. of the XIth Plenary Assembly, Oslo, 1966, vol. III, p. 297, 3º capoverso.

Fig. 14. — Segnale di tempo ad inversione della portante del tipo « frammenti di sinusoide » (a) e segnale di tempo approssimato con l'uso dei circuito di figura 8.

Il caso di figura 1c) (frammenti di sinusoide) può essere approssimato, in maniera accettabile, ricorrendo ad un metodo simile a quello usato per i segnali di tempo a battimento. Le forme d'onda teorica e quella approssimata sono riportate in figura 14; il circuito che permette di realizzare la forma d'onda di figura 14b) è identico a quello di figura 8.

Se si eccita alternativamente un solo secondario di figura 8 ad ogni inversione di fase e negli istanti indicati in figura 15, si approssima il caso di figura 1d) (frammenti di cosinusoide). Diminuendo l'intervallo di tempo $t_1 — t_3$ di figura 15 si migliora il grado di approssimazione; il limite inferiore di tale intervallo è imposto dal tempo di commutazione dei diodi controllati che eccitano i secondari di figura 8. Poiché esistono in commercio diodi SCR con un tempo di commutazione di circa 200 ns, il grado di approssimazione si può ritenere eccellente anche a 62,5 kHz.

Nel caso presente non si è ancora esaminato il problema della sagomatura della banda al fine di ridurre entro i prescritti limiti le emissioni fuori del canale. Esso verrà affrontato convenientemente con particolari forme di modulazione.

Si desidera ringraziare il Prof. C. Egidi, capo del Reparto Radiotecnica dell'IEN e direttore della ricerca sui segnali di tempo ad alta precisione e a banda stretta con onde miriametriche e chilometriche, il Prof. P. Soardo e l'Ing. S. Leschiutta, per l'opera di revisione.

(1221)

BIBLIOGRAFIA

1. EGIDI C.: CCIR - Documents of the XIth Plenary Assembly, Oslo 1966, vol. III, pag. 297, 2nd, 3rd paragraphs.

EGIDI C.: *Narrow Band Time Signals on Myriametric Waves*. VLF (Short report). Progress in Radio Science. 1963-1966. Proc. during XVth General Assembly of URSI, Munich, sept. 5-15-1966. Part I.

EGIDI C.: *Narrow Band Time Signals*. « Alta Frequenza », N. 5, vol. XXXVII, 1968, pagg. 129E-139E.

EGIDI C.: *Narrow Band Time Signals for VLF and LF Standard Transmissions*. Memorie dell'Accademia delle Scienze di Torino, Classe Sc. Fis., Mat. e Nat., Serie 4ª, n. 8, Torino 1969.

EGIDI C.: *Segnali di tempo a banda stretta sulle onde miriametriche*. Colloquio sui problemi del tempo. Osservatorio Astronomico di Brera, Milano, 23-24 aprile 1968.

2. MORGAN A. H.: *Proposal for a New Metod of Time Signals Modulation of VLF carriers.* NBS, Boulder, Colorado. Unpubl. Report, febbraio 1959.

WATT A. D., PLUSH R. W., BROWN W. W., MORGAN A. H.: *World Wide VLF Standard Frequency and Time Broadacasting.* J. Res. NBS (Radio Sci.), vol. 65D, 1961, n. 6, pagg. 617-627.

MORGAN A. H., BALTZER O. I.: *A VLF Timing Experiment.* J. Res. NBS (Radio Sci.), vol. 68D, novembre 1964, pagg. 1219-1222.

MORGAN A. H.: *Distribution of Standard Frequency and Time Signals.* « Proc. IEEE » 1967, 55th, n. 6, pagg. 827-836.

3. Doc. VII/34: *Standard Frequency and Time Signal Transmission on LF.* CCIR Interim Meeting. Study Group VII. Boulder 1968.

SCARTI DEI SEGNALI DI TEMPO DELL'I.E.N.G.F.

Continua (v. « Elettronica e Telecomunicazioni » n. 6, 1969, p. 218) la pubblicazione degli scarti dei segnali orari emessi giornalmente dalle stazioni della RAI-TV e prodotti presso l'Istituto Elettrotecnico Nazionale « Galileo Ferraris » di Torino.

Gli scarti, espressi in millesimi di secondo, sono riferiti a due diverse scale di tempo, una uniforme, ricavata da campioni atomici, l'altra astronomica.

La prima è la scala TUC (tempo universale coordinato) costruita per usi civili e scientifici dal Bureau International de l'Heure (B.I.H.) a Parigi sulla base di rilievi giornalieri su oltre trenta stazioni partecipanti al « Piano internazionale di coordinamento delle emissioni campione », cui l'I.E.N. aderisce.

I dati forniti nella colonna *b* della tabella sono le medie mensili dei rilievi fatti dal B.I.H. sulla emissione campione I.B.F. dell'I.E.N. (1).

La seconda scala di tempo denominata TU2(RGO) è di natura astronomica ed è determinata dall'Osservatorio di Greenwich (RGO). Le scale di tempo astronomico sono utili nei problemi di geodesia e di navigazione, oltre che per l'astronomia stessa. Gli scarti relativi sono forniti nella colonna *c* e le loro variazioni sono da imputare alle fluttuazioni irregolari del periodo di rotazione della terra.

Il segno positivo degli scarti indica un anticipo, quello negativo un ritardo dei segnali orari rispetto al riferimento considerato.

Si deve osservare che gli scarti indicati valgono per il segnale di tempo all'origine, cioè presso l'I.E.N., ove vengono generati. Quindi i segnali ricevuti dall'utente, sono affetti da un ritardo che dipende in larga parte, dai tragitti dall'I.E.N. alle varie stazioni della RAI-TV e dai possibili instradamenti all'interno della rete RAI. I ritardi possono inoltre differire da un giorno all'altro, ma la variazione in genere non supera il valore di 2 ms (2). (1260)

Luglio 1969			Agosto			Settembre			Ottobre			Novembre			Dicembre		
a	*b*	*c*	*a*	*b*	*c*	*a*	*b*	*c*	*a*	*b*	*c*	*a*	*b*	*c*	*a*	*b*	*c*
2		—20,4	6		—19,9	3		—18,9	1		—10,1	5		+ 7,7	3		+ 8,9
9		—21,3	13		—18,0	10		—	8		— 4,6	12		+10,7	10		+ 5,9
16	+ 0,8	—	20	+ 0,6	—17,1	17	+ 0,4	—17,4	15	+ 0,4	— 0,5	19	+ 0,4	+11,7	17	+ 0,3	—
23		—	27		—17,9	24		—14,1	22		+ 3,5	26		—	24		—
30		—22,3							29		+ 5,5				31		+ 3,9

Gennaio 1970			Febbraio			Marzo			Aprile			Maggio		
a	*b*	*c*	*a*	*b*	*c*	*a*	*b*	*c*	*a*	*b*	*c*	*a*	*b*	*c*
7		+ 3	4		+ 6	4		+ 12	1		+ 25	6		+ 32
14		+ 2	11		+ 7	11		+ 14	8		+ 27	13		+ 34
21	+ 0,2	+ 2	18	— 0,1	+ 10	18	— 0,1	+ 18	15	— 0,1	+ 27	20	— 0,1	+ 34
28		+ 3	25		+ 11	25		+ 22	22		+ 28	27		+ 36
									29		+ 31			

Giugno			Luglio			Agosto			Settembre			Ottobre		
a	*b*	*c*	*a*	*b*	*c*	*a*	*b*	*c*	*a*	*b*	*c*	*a*	*b*	*c*
3		+ 36	1		+ 37	5		+ 38	2		+ 38	7		+ 42
10		+ 35	8		+ 40	12		+ 36	9		+ 37	14		+ 43
17	— 0,1	+ 34	15	— 0,1	+ 41	19	— 0,1	+ 37	16	— 0,1	+ 37	21	— 0,1	+ 43
24		+ 38	22		+ 41	26		+ 38	23		+ 39	28		+ 42
			29		+ 40				30		+ 41			

a) Giorni del mese.
b) Scarto di tempo TUC (IEN) — TUC (BIH) in ms (media mensile).
c) Scarto di tempo TUC (IEN) — TU2 (RGO) in ms.

(1) EGIDI C., LESCHIUTTA S.: *Nuovo impianto della stazione campione IBF.* « Elettronica e Telec. », 1968, XVII, pag. 125-130.
(2) GIACHINO G.: *Ritardi e deformazioni nella trasmissione dei segnali cronometrici emessi dall'I.E.N.G.F.* - Rendiconto della 63a riunione dell'A.E.I. - Ischia - 1962. Memoria n. 75.

SINTESI ELETTRONICA DELLA VOCE:
ESPERIMENTI E PROSPETTIVE DI APPLICAZIONE NELLA TRASMISSIONE DATI

GIOVANNI BATTISTA DEBIASI (*)

SOMMARIO. — Per favorire la trasmissione di dati da e per elaboratori elettronici, funzionanti in partizione di tempo, si avverte la necessità di ridurre fortemente il costo dei terminali. In taluni casi si cerca di utilizzare lo stesso apparecchio telefonico, sostituendo o aggiungendo al disco combinatore una tastiera per inviare al calcolatore i dati codificati in forma numerica, e dotando il calcolatore di un sistema di sintesi della voce che consente di trasmettere a viva voce i risultati delle elaborazioni al terminale telefonico. Nella presente nota si espongono le principali caratteristiche di un sistema adatto alla sintesi della lingua italiana; si riferisce sui risultati con esso ottenuti e si illustrano le vaste possibilità di applicazione ed il netto progresso del sistema di sintesi attuato rispetto ad altri sistemi impiegati per analoghe applicazioni.

SUMMARY — ***Electronic synthesis of the voice.*** *In order to promote the data transmission from and to time-sharing computers it is necessary to drop down the cost of terminals. In many cases it is possible to use a standard telephone set equipped with a small keyboard that sends numerically coded data to the computer. The computer is equipped with a voice synthesis system which allows spoken replies to the telephone terminal. In this paper the main characteristics of a system for the synthesis of Italian language are described; the results and the improvements obtained by such a system are reported and the opportunities of widespread applications are indicated.*

Sono ormai numerosi i casi in cui un elaboratore elettronico può venire utilmente collegato a terminali più o meno remoti, e il servizio di trasmissione dati del terminale all'elaboratore e viceversa è destinato ad assumere proporzioni sempre più vaste e diffusione sempre più capillare.

Quest'ultimo aspetto in particolare è stato tenuto presente quando si è deciso di affidare alla SIP (Società Italiana per l'Esercizio Telefonico p.a.) il coordinamento del servizio italiano di trasmissione dati.

In effetti il telefono può oggi arrivare in ogni casa di ogni frazione di ciascun comune d'Italia, e ogni telefono può essere collegato, già quasi ovunque in teleselezione, con qualsiasi altro telefono della rete nazionale e con quelli delle reti straniere: quindi la capillarità del servizio è un dato di fatto ormai acquisito.

Quanto alla diffusione del collegamento con un elaboratore, essa è sicuramente destinata ad aumentare; tuttavia risente di un certo freno costituito dal costo di impianto e di affitto del terminale. Tale costo si giustifica solo quando l'impiego del terminale sia sufficientemente intenso. Esistono molti casi nei quali lo scambio di informazioni con un elaboratore centrale sarebbe desiderabile, a patto che il costo relativo al terminale non superasse quello di un comune telefono. Meglio ancora sarebbe se un comune apparecchio telefonico potesse costituire di per sé il mezzo che consente lo scambio di informazioni con l'elaboratore: in questo caso il costo di gestione del terminale risulterebbe assorbito nel canone di abbonamento telefonico e resterebbero solo da pagare gli addebiti per l'uso dell'elaboratore.

(*) Prof. dott. ing. Giovanni B. Debiasi, Istituto di Elettrotecnica ed Elettronica dell'Università di Padova. Dattiloscritto pervenuto il 14 luglio 1970.

Relazione tenuta in occasione dell'« Incontro di informazione sulla Trasmissione Dati » organizzato da: S.I.P. (Società Italiana per l'Esercizio Telefonico p. a.) - Ente Autonomo Fiera di Padova - Padova, 3 giugno 1970.

Una soluzione di questo genere sarebbe senz'altro possibile se l'elaboratore centrale fosse in grado di riconoscere, e quindi codificare nella forma numerica che gli è propria, i « dati » trasmessigli a viva voce dall'utente tramite il proprio telefono, e se, nel corso e alla fine dell'elaborazione, l'elaboratore stesso potesse dettare a viva voce i risultati all'utente in ascolto. È chiaro che, per questa strada, la « trasmissione dati », che viene generalmente definita come « trasmissione a distanza, mediante segnali elettrici, di informazioni codificate che vanno ad alimentare un processo elaborativo automatico », nulla perderebbe delle caratteristiche insite nella sua definizione. Solo che il codice usato, anzi che essere di tipo binario, come di consueto accade, sarebbe costituito dai suoni usuali del linguaggio parlato, e si scavalcherebbe in pieno le necessità di impiego di un sistema modulatore-demodulatore (modem) o di altri analoghi congegni.

Un simile metodo di trasmissione dei dati comporta la soluzione di due distinti problemi da parte dell'elaboratore:

1) il riconoscimento dei messaggi parlati in arrivo all'elaboratore;

2) la sintesi di messaggi parlati in partenza.

Il primo problema è estremamente complesso, e la sua difficoltà di soluzione è collegata alla natura dei messaggi parlati da analizzare. Attualmente esistono sistemi in grado di riconoscere, con ragionevole grado di affidabilità, un numero molto limitato di parole (per lo più i numeri da zero a nove), pronunciate da qualunque persona, purché in modo sufficientemente corretto. Oppure è possibile riconoscere qualsiasi parola, pronunciata però da un solo o da pochi annunciatori, eventualmente addestrati. Il problema del corretto riconoscimento di qualsiasi testo pronunciato da qualsiasi persona è ancora, praticamente, insoluto.

Il secondo problema, invece, è meno complesso del precedente e, per alcune lingue (l'inglese, il francese, il giapponese, l'italiano, ecc.) si hanno già soluzioni abbastanza soddisfacenti. Per l'italiano il problema è stato affrontato da alcuni gruppi di ricerca, tra i quali uno formato dalla collaborazione tra l'Istituto di Elettrotecnica e di Elettronica della Università di Padova e il Laboratorio per l'Elettronica Biomedica del Consiglio Nazionale delle Ricerche (C.N.R.) a Padova.

I risultati conseguiti presso questo Laboratorio appaiono assai soddisfacenti e suscettibili di pratiche applicazioni immediate nella trasmissione di informazioni da parte di un elaboratore elettronico. Per questo sembra opportuno accennare innanzitutto alla tecnica impiegata dal gruppo di ricerca di Padova per eseguire la sintesi parlata di qualsiasi messaggio scritto (cioè codificato) secondo la normale ortografia italiana.

La sintesi della voce si può effettuare seguendo due vie principali. Secondo la prima i suoni vengono generati simulando il meccanismo naturale della fonazione. Seguendo la seconda, invece, si estraggono da un dato linguaggio parlato, e poi si ricombinano in opportune successioni temporali, quelle che che possono definirsi « unità normali per la riproduzione della lingua », cioè « quegli elementi di un linguaggio, estratti dalla voce articolata, che, usati in successione uno all'altro, ne consentono la ricostruzione con un assegnato grado di intelligibilità e che posseggono determinate caratteristiche normali di altezza e durata atte a facilitare le operazioni di sintesi della voce ».

Da parte del gruppo di ricerca di Padova si è seguita questa seconda via, che consente di ottenere risultati di portata meno generale dell'altra, in quanto applicabili solo alla lingua da cui le « unità normali » sono derivate, ma che risulta più semplice e di più rapida attuazione.

La individuazione di un sistema di « unità normali » adeguato alla ricostruzione dell'italiano è stato il primo obbiettivo delle ricerche effettuate per la sintesi elettronica di questa lingua.

Attraverso un lavoro sistematico di analisi della struttura fonetica della lingua italiana si è formata una lista iniziale di 138 « unità normali » di eguale altezza e di due diverse durate; 125 ms per 31 unità e 250 ms per le restanti 107 unità [1]. Queste unità sono state registrate su un comune nastro magnetico. Le tensioni elettriche corrispondenti alle diverse unità, ottenute in uscita dal registratore a nastro, sono state sottoposte ad un processo di conversione analogico-numerica: cioè, a opportuni intervalli di tempo, si è eseguita la misura di tali tensioni ed i numeri corrispondenti a tali misure sono stati memorizzati entro memorie di massa ad accesso casuale di un comune elaboratore elettronico. Alla fine di queste operazioni le 138 « unità normali » inizialmente scelte si trovavano tutte nella memoria dell'elaboratore, codificate in modo tale da consentirne un ulteriore studio e manipolazione mediante l'elaboratore elettronico stesso. A questo scopo si sono preparati i vari programmi che consentono di analizzare dettagliatamente, di modificare, di sezionare e ricomporre in diverse maniere le

Fig. 1. — Telefono a tastiera.

unità inizialmente memorizzate, nonché di sperimentare estensivamente l'intelligibilità della voce ottenuta dopo ciascun cambiamento apportato alle unità stesse [2].

Il lavoro compiuto con tali programmi ha permesso di ottenere un nuovo insieme di « unità normali » composto da 170 unità aventi un'unica durata di 125 ms. L'intelligibilità della voce sintetizzata con queste nuove unità è risultata migliore di quella relativa alle unità di partenza e, in prove appositamente eseguite, ha raggiunto un valore medio del 98%, con un minimo del 96% circa ed un massimo superiore al 99%. Questo risultato appare del tutto soddisfacente per gli usi pratici, e pertanto il nuovo insieme di Unità è stato definitivamente adottato.

Una volta memorizzato nell'elaboratore elettronico l'insieme di « unità normali » adatte alla sintesi di una data lingua (nel nostro caso l'italiano), il procedimento per ottenere la sintesi a viva voce di qualunque testo scritto passa attraverso le seguenti tappe fondamentali.

In primo luogo il messaggio da sintetizzare viene trascritto, usando i comuni simboli dell'alfabeto e seguendo le normali regole dell'ortografia, sulla tastiera di un dispositivo che ne esegue la codifica e l'introduzione nella memoria dell'elaboratore. Si può trattare di una telescrivente direttamente collegata all'elaboratore, o di un perforatore di schede, di banda o altro, che consente l'introduzione del messaggio in un tempo successivo o la sua incorporazione in un programma dell'elaboratore stesso. La trascrizione del messaggio può anche venire automatizzata qualora si disponga

(1) Notizie più dettagliate in proposito si trovano in: G. L. FRANCINI, G. B. DEBIASI and R. D. SPINABELLI, *Study of a System of Minimal Speech-reproducing Units for Italian Speech*, J. Acoust. Soc. Am. 43, 1282-1286 (1968).

(2) Un elenco di tali programmi e indicazioni circa le possibilità da essi offerte sono riportati in: G. B. DEBIASI, G. L. FRANCINI and G. A. MIAN, *Programs for Experiments on Italian Speech Synthesis*, International Seminar on Digital Processing of Audio Signals, Zurich, 11-13 March 1970.

di un riconoscitore dei simboli grafici con i quali è scritto il testo da sintetizzare; sono già disponibili, in molti casi, tali riconoscitori, direttamente collegabili ad un elaboratore.

Introdotto il messaggio, l'elaboratore ne compie una analisi fonetica, in modo da decidere quali sono le « unità normali » che debbono venire utilizzate in sequenza per eseguirne la sintesi. Alla fine di questa operazione si dispone di una lista di « indirizzi » relativi all'ubicazione delle « unità normali » nella memoria dell'elaboratore.

A questo punto si offrono due possibilità, a seconda della velocità di accesso alla memoria di massa dell'elaboratore.

Se il tempo massimo di accesso casuale e di trasferimento dell'informazione relativa a qualsiasi unità è inferiore alla durata dell'unità stessa, è possibile eseguire la ricerca nella memoria di massa ed il trasferimento alla memoria di lavoro di un'unità mentre è in corso la conversione numerico-analogica della unità precedente: quest'ultima operazione ricostruisce, dai dati codificati dell'elaboratore, le tensioni elettriche corrispondenti a ciascuna unità. Terminata la conversione numerico-analogica di un'unità, inizia immediatamente la conversione di quella successiva, già pronta (secondo quanto detto prima) nella memoria di lavoro dell'elaboratore, ed il tempo occorrente a tale conversione viene utilizzato per cercare nella memoria di massa e trasferire a quella centrale un'altra unità seguente, e così via. In definitiva le unità necessarie a sintetizzare il messaggio passano immediatamente, senza soluzione di continuità, e nell'ordine opportuno, dalla memoria di massa a quella di lavoro e di qui al convertitore numerico-analogico, dal quale si ottiene una tensione variabile con continuità secondo l'andamento dei suoni da riprodurre. In questo modo la sintesi può avvenire in tempo reale, in quanto le operazioni di introduzione e di analisi fonetica dei messaggi possono venire sempre sovrapposte, nei moderni elaboratori, a quelle di trasferimento e conversione delle unità.

Se invece il tempo necessario alla ricerca casuale ed al trasferimento delle unità dalla memoria di massa

Fig. 2. — Adattatore per l'uso di tastiera con comuni telefoni a disco combinatore.

Fig. 3. — Trasmissione di dati da un posto telefonico pubblico.

a quella di lavoro eccede la durata delle unità stesse, occorre prima memorizzare nell'ordine opportuno, in un'altra zona della memoria di massa, le unità necessarie a formare una data frase del messaggio, e poi trasferire sequenzialmente le informazioni relative alla frase stessa dalla seconda zona di memoria al convertitore numerico-analogico. Quest'ultima operazione risulta possibile in genere, con qualunque elaboratore, in quanto la ricerca sequenziale delle informazioni è notoriamente assai più veloce di quella casuale. In questo modo, però, le frasi risultano separate l'una dall'altra da intervalli di tempo più o meno lunghi, e se sono senz'altro utilizzabili in prove di intelligibilità (nelle quali anzi occorre lasciare agli ascoltatori il tempo necessario per trascrivere le frasi ascoltate), non sempre sono adatte per la trasmissione di dati, in quanto tale trasmissione può risultare troppo rallentata.

Presso il Laboratorio del C.N.R. di Padova sono state studiate entrambe le possibilità di sintesi della voce elaborando due diversi programmi: uno, da impiegarsi con memorie ad accesso lento e destinato a prove di intelligibilità; l'altro previsto per un elaboratore dotato di memorie ad accesso veloce e destinato alla trasmissione di dati.

Mediante quest'ultimo programma qualsiasi tipo moderno di elaboratore, dotato di memorie ad accesso veloce, può trasformarsi, quando necessario, in « unità di risposta audio ».

Esistono già in commercio apparecchiature denominate in tale modo e destinate ad effettuare la sintesi di un numero (piuttosto limitato) di parole. Si tratta, in genere, di parole pre-registrate, secondo

opportuni metodi di codificazione, in apposite memorie e destinate alla sintesi di alcune frasi di uso corrente presso banche, magazzini, ecc.

Collegando tali apparecchiature ad un adatto elaboratore, la trasmissione dati avviene per telefono secondo lo schema seguente. L'utente che desidera collegarsi con l'elaboratore è munito di un telefono a tastiera (fig. 1). Se questo tipo di telefono non è compatibile con i sistemi di commutazione esistenti, la tastiera viene aggiunta ad un telefono dotato di normale disco combinatore. Mediante la tastiera l'utente compone numeri che, in un dato codice, rappresentano le domande da porre o i dati da trasmettere all'elaboratore. Quest'ultimo comunica i risultati o fornisce informazioni di servizio a viva voce, attraverso il telefono stesso.

Sul mercato americano si fa una grande pubblicità a questo tipo di trasmissione dati. Esistono già anzi in commercio vari tipi di adattatori portatili (come quello di fig. 2), di prezzo limitato al centinaio di dollari, che consentono di utilizzare un telefono qualsiasi per trasmettere i dati al calcolatore mediante tastiera e per ricevere la risposta in altoparlante. Il collegamento tra telefono ed adattatore avviene mediante accoppiamento acustico effettuato entro un apposito alloggiamento dell'adattatore in cui va collocato il microtelefono dell'apparecchio telefonico. Quest'ultimo può trovarsi dovunque, anche in una cabina per uso pubblico, come mostra la fotografia di figura 3 tratta da materiale pubblicitario americano.

Quest'ultima fotografia testimonia in modo eloquente l'altissimo grado di diffusione verso cui punta questo tipo di trasmissione dati negli Stati Uniti d'America il cui mercato potenziale è vastissimo. La maggiore difficoltà attuale sta nel fatto che le unità di risposta audio oggi disponibili sono un accessorio *costoso* di *determinati* elaboratori, ed hanno, per ora, possibilità assai *limitata*. Al contrario, con il sistema di sintesi elettronica della voce messo a punto dal gruppo di ricerca di Padova, qualsiasi elaboratore moderno, anche di piccole dimensioni [3], può trasformarsi, quando necessario, in unità di risposta audio capace di sintetizzare senza restrizioni qualsiasi messaggio. Con elaboratori di maggiori dimensioni il programma di sintesi può funzionare in multiprogrammazione e in partizione di tempo, trattando più terminali contemporaneamente, con limitato ingombro della memoria di lavoro. È dunque evidente il netto progresso di questo sistema di sintesi rispetto a quello delle unità di risposta audio sinora attuate.

Per quanto concerne l'uso nella trasmissione dati della lingua italiana, sintetizzata elettronicamente, sembra dunque giustificata l'affermazione che i mezzi oggi disponibili in Italia sono decisamente superiori a quelli disponibili per l'inglese nei paesi di lingua anglosassone. (1203)

[3] Il programma di sintesi della voce in tempo reale richiede una disponibilità in memoria di lavoro di circa 6000 parole.

TRASMISSIONE TELEVISIVA DIRETTA DA FILM NEGATIVI

GIANFRANCO BARBIERI e TRISTANO CALIA (*)

SOMMARIO — L'articolo descrive un circuito realizzato presso il Laboratorio Ricerche della RAI che, inserito in un opportuno punto dell'amplificatore video di un telecinema, rende possibile la trasmissione televisiva diretta di filmati in bianco e nero realizzati su pellicola negativa. Vengono inoltre prese in esame le caratteristiche più salienti di una tipica pellicola negativa mettendone in particolare evidenza il comportamento in conseguenza di forti errori di esposizione. È infine descritto un correttore automatico di tali errori, mediante il quale è possibile migliorare la qualità di trasmissione dei filmati che comunemente vengono scartati a causa delle forti distorsioni di contrasto.

SUMMARY — ***Direct television trasmision of programes available on negative films.*** *A description is given of a circuit built by the RAI Laboratorio Ricerche, which can be inserted in a suitable point of the video section of a telecinema to enable the direct television transmission of programes available on negative films. Consideration is also given to the characteristics of a typical negative film, particularly when great exposure errors occur. Finally an automatic corrector of these errors is described, by which it is possible to transmit also the programes that are usually rejected because of their strong contrast distortions.*

1. Introduzione.

I programmi filmati che vengono utilizzati in televisione sono generalmente realizzati con pellicola invertibile, oppure negativa stampata successivamente su positiva.

Scarsa applicazione ha finora ottenuto l'uso del negativo direttamente in trasmissione con inversione elettronica del segnale a causa di alcuni inconvenienti che ne caratterizzano le prestazioni. Infatti, le emulsioni negative hanno una grana molto appariscente, per cui, sia pure apparentemente, la definizione dell'immagine viene ridotta; inoltre le spuntinature della pellicola risultano bianche anziché nere in sede di riproduzione, il che le rende molto più visibili e fastidiose; lo stesso avviene per le interlinee; pertanto un leggero fuoriquadro arreca un disturbo notevole, mentre un simile disservizio con film positivo passerebbe quasi inosservato. Tuttavia, per ragioni di ristrettezza di tempo, si sta facendo sempre più sentire l'esigenza di usare pellicole non invertibili senza procedere alla stampa, e questo avviene principalmente nelle riprese di attualità, o meglio, in tutti quei casi in cui è richiesto di abbreviare ulteriormente il tempo, già ridotto, impiegato per lo sviluppo dell'invertibile.

Inoltre, per la maggior semplicità con cui sono realizzate le moderne sviluppatrici veloci per negativi, è possibile la installazione delle stesse sugli elicotteri o sugli aerei che trasportano il filmato dal luogo ove è avvenuta la ripresa allo studio televisivo in cui viene generato il programma.

Benché i telecinema oggi comunemente usati siano provvisti della possibilità di invertire elettronicamente il segnale, le prestazioni e la facilità di esercizio non risultano tuttavia sufficientemente adeguate. È stato quindi studiato e realizzato un circuito da inserire nel punto più opportuno della catena di amplificazione per ottenere una corretta riproduzione dei filmati negativi, escludibile ovviamente quando si tratta di analizzare pellicole positive.

Come è illustrato nello schema a blocchi di figura 1, il suddetto circuito provvede anche a compensare, in maniera totalmente automatica, eventuali difetti di

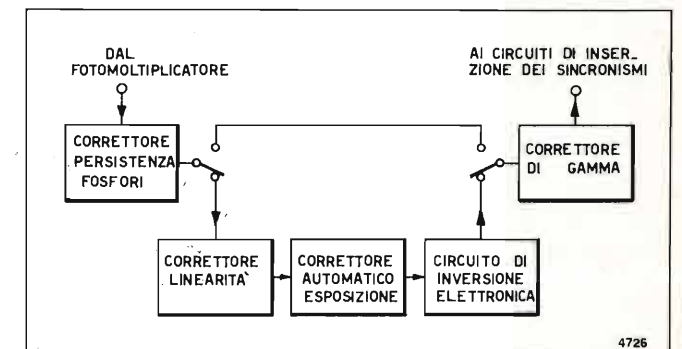



Fig. 1. — Schema a blocchi del circuito che effettua la inversione elettronica del segnale video.

ripresa tutt'altro che infrequenti nei filmati di attualità, i quali vengono spesso realizzati in condizioni ambientali sfavorevoli (illuminazione insufficiente o distribuita in maniera disuniforme) o avendo a disposizione un tempo così limitato, da permettere soltanto una affrettata regolazione del diaframma. Tali difetti non sono correggibili col procedimento a carattere fotografico in quanto, utilizzando direttamente il negativo, viene a mancare la fase di stampa nel corso della quale sarebbe possibile modificare le caratteristiche di trasduzione della pellicola intervenendo opportunamente sulle luci di stampa.

2. Problemi connessi con la trasmissione diretta delle pellicole negative.

Quando viene analizzata una pellicola negativa e l'inversione è effettuata con mezzi elettronici, ai fini di una corretta resa della scala dei grigi, non è sufficiente

(*) Dott. ing. Gianfranco Barbieri, p. i. Tristano Calia della RAI. Dattiloscritto pervenuto il 26 agosto 1970.

una semplice inversione di polarità del segnale, poiché tale operazione comporta una forte alterazione della caratteristica di trasduzione globale del sistema. Alla determinazione dell'andamento di questa caratteristica concorrono infatti i seguenti elementi:

a) caratteristica esposizione-trasparenza della pellicola impressionata [1];

b) caratteristica del trasduttore ottico-elettrico;

c) caratteristica del correttore elettronico posto nel canale di amplificazione;

d) caratteristica di risposta tensione di comando-brillanza del cinescopio.

Ciascuna delle suddette caratteristiche segue, entro un tratto relativamente esteso, un andamento di tipo parabolico con esponente chiamato generalmente « gamma », in accordo con la terminologia fotografica, il cui valore è all'incirca 1,2 per le pellicole invertibili, 1,8 per i cinescopi, 1 per i telecinema a flying-spot e 0,6 per quelli a vidicon. Il gamma complessivo, ottenuto effettuando il prodotto dei vari esponenti della catena, risulta quindi pari a da 2,16 se si utilizza il telecinema a flying-spot e da 1,3 se si utilizza quello a vidicon.

Per i film realizzati su pellicola da stampa mediante il processo « negativo-positivo » si ottiene un risultato poco diverso. Il gamma della pellicola negativa è infatti, in valore assoluto, pari a 0,65, mentre quello della pellicola da stampa si aggira, sempre in valore assoluto, intorno a 2, per cui si ottiene complessivamente il valore di 1,3 che è assai vicino a quello della pellicola invertibile.

In definitiva il gamma del correttore elettronico deve avere il valore 0,4 ÷ 0,6 affinché quello globale del sistema sia unitario. Questa è la condizione che si deve rispettare affinché il contrasto dell'immagine riprodotta sia esente da distorsioni.

La situazione muta radicalmente quando si effettua la scansione diretta delle pellicole negative. La trasparenza T della pellicola è infatti legata, in tal caso, all'illuminamento L dalla scena della relazione:

$$T = k\, L^{-\gamma}.$$

Il segnale che si ricava dal sistema di scansione è quindi, tenendo conto della caratteristica di trasduzione del telecinema, del tipo:

$$[1] \qquad v_1 = k_1\, L^{-\gamma\gamma_1}.$$

Nella [1] si osserva che v_1 decresce al crescere dell'illuminamento L, cioè si ha la massima corrente fotoelettrica in corrispondenza dei neri d'immagine, mentre la tensione da applicare al correttore di « gamma » deve essere del tipo:

$$[2] \qquad v_2 = k_2\, L^{\gamma_2},$$

affinché sia possibile rendere linearmente crescente la relazione globale che intercorre tra illuminamento della scena e brillanza del cinescopio.

Appare chiaro che la [1] non può essere trasformata nella [2] mediante una semplice inversione di polarità del segnale elettrico; in pratica questa inversione equivale soltanto a sottrarre il segnale da una tensione costante, mentre è necessaria una operazione più complessa mediante la quale si ottiene un cambiamento di segno nell'esponente della parabola [1]. Ciò è possibile soltanto facendo seguire al trasduttore ottico-elettrico un circuito non lineare la cui tensione di uscita v_c è legata alla tensione d'entrata v_1 da una relazione del tipo:

$$[3] \qquad v_c = c - k_2 \exp\left(-\frac{1}{\gamma\gamma_1}\,\lg_e \frac{v_1}{k_1}^{\gamma_2}\right) \;^{(2)},$$

ove c, e k_2 sono altre due costanti opportune. Operando infatti l'inversione elettronica sul segnale v_c e sostituendo a v_1 la sua espressione [1] si ha:

$$v_2 = c - v_c = k_2 \exp\left(-\frac{1}{\gamma\gamma_1}\,\lg_e L^{-\gamma\gamma_1\gamma_2}\right) =$$

$$= k_2 \exp\left(\frac{-\gamma\gamma_1}{-\gamma\gamma_1}\,\lg_e L^{\gamma_2}\right) =$$

$$= k_2\, L^{\gamma_2},$$

che, come si voleva, coincide con la [2].

La [3] rappresenta una curva monotòna crescente, avente concavità verso il basso e il cui andamento è tale da introdurre una forte accentuazione sui bianchi onde compensare la corrispondente compressione che si ha nel segnale uscente dal trasduttore e che risulta dalla [1].

La suddetta compressione presenta due grosse limitazioni di cui occorre tener conto in fase di realizzazione pratica. La prima è costituita dalla complicazione circuitale assunta da una rete avente la caratteristica di trasferimento indicata nell'equazione [3], la seconda è rappresentata dall'inevitabile peggioramento del rapporto-segnale rumore [3] in corrispondenza delle superfici più chiare dell'immagine. Come è infatti dimostrato in appendice, una rete avente la caratteristica di trasferimento rappresentata dall'equazione [3], utilizzata tra i punti V_{e1} e V_{e2}, produce una diminuzione del rapporto segnale-rumore in corrispondenza dell'estremo inferiore, la cui entità, espressa in dB, vale:

$$[4] \qquad \Delta = 20 \lg \gamma + 20 \lg \frac{V_{e2}}{V_{e1}}.$$

3. Influenza del trasduttore ottico-elettrico sulla riproduzione diretta dei film negativi.

Le prestazioni di una moderna apparecchiatura per la riproduzione dei film ad uso televisivo sono fortemente influenzate dal sistema di analisi impiegato. Tra i due sistemi universalmente adottati, quello a flying-spot e quello a vidicon, il primo, sotto ogni aspetto, fornisce i migliori risultati e per questo motivo è montato negli impianti in cui sono richieste elevate caratteristiche di funzionamento. Tuttavia i telecinema a vidicon, con le loro discrete prestazioni, unite alla semplicità e al basso costo, sono ancora le macchine preferibilmente usate in quegli impianti di minori pretese, in cui la maneggevolezza e la praticità di esercizio costituiscono un'esigenza irrinunciabile.

[1] Si sono quì definite le proprietà delle pellicole usando, per comodità di trattazione, il parametro trasparenza T anzichè il parametro densità D; tali parametri sono legati dalla relazione $D = \lg (1/T)$.

[2] Per semplicità di scrittura, secondo l'uso americano, si indica con exp x la funzione e^x.

[3] Definito come rapporto tra il salto bianco-nero e il valore efficace del rumore non pesato.

Ai fini della trasmissione diretta dei film negativi, i tre elementi fondamentali di confronto tra i due sistemi sono: la risoluzione dell'immagine, il rapporto segnale-rumore e la caratteristica di trasduzione.

La risoluzione dell'immagine ha importanza principalmente per il passo a 16 mm, in cui la definizione già ridotta della pellicola negativa rispetto all'invertibile viene ulteriormente peggiorata dalla minor superficie occupata dal fotogramma. La risposta a 400 righe che si può ottenere da un flying-spot ben focalizzato a circa 80% al centro dell'immagine e poco inferiore ai bordi, per cui è sufficiente una correzione d'apertura di 2 ÷ 3 dB.

La situazione peggiora con il vidicon e solo recentemente, usando una tensione di focalizzazione di 700 ÷ 800 volt, è stato possibile portare al 50% la risposta a 400 righe.

Nei telecinema a flying-spot il rapporto segnale-rumore dipende soltanto dalle prestazioni dei dinodi del fotomoltiplicatore ed è proporzionale alla radice quadrata della corrente di segnale di uscita.

Con pellicole aventi densità di circa 0,3, si ottengono valori del rapporto segnale-rumore che si aggirano mediamente sui 40 dB per il passo a 16 mm e 42 dB per quello a 35 mm (valori non pesati).

Teoricamente, in virtù delle suddette relazioni tra corrente di uscita e rumore di fondo, supponendo a titolo di esempio che il massimo contrasto della pellicola sia pari a 25 : 1, tali valori dovrebbero migliorare di 14 dB nei punti di massima densità, cioè in corrispondenza dei bianchi dell'immagine. In pratica il miglioramento è meno evidente poiché, con piccole correnti di uscita del trasduttore, diviene rilevante il rumore legato alla emissione secondaria del fotocatodo bombardato da ioni positivi e quello proveniente dalla emissione termica dei dinodi sottoposti a forti campi elettrostatici.

Nei telecinema a vidicon, invece, il rumore di fondo deriva principalmente dalla resistenza di carico del tubo e dai primi stadi di amplificazione essendo molto basso il segnale video in uscita.

Considerando di lavorare con correnti di uscita pari a 0,3 ÷ 0,4 μA si ottengono valori di rapporto segnale-rumore superiori a 40 dB.

È da tener presente, inoltre, che la distribuzione spettrale è fortemente crescente nelle alte frequenze a causa della elevata correzione di apertura, che è necessario introdurre nell'amplificatore, e pertanto l'effetto disturbante è meno fastidioso di quello prodotto da un rumore di pari valore efficace ma distribuito uniformemente nella banda video. Questo fatto costituisce un vantaggio soltanto apparente a favore del vidicon. Infatti, mentre il gamma del complesso flying-spot fotocellula è normalmente unitario, in quanto la corrente prodotta dal fotomoltiplicatore è direttamente proporzionale al flusso luminoso incidente e quindi alla trasparenza della pellicola, per un vidicon si ha invece un gamma di circa 0,6 entro un tratto sufficientemente esteso della caratteristica di trasduzione.

Tale valore, se da un lato permette di minimizzare l'azione del correttore di gamma durante l'analisi di film positivi, in quanto le caratteristiche del vidicon e del cinescopio si compensano reciprocamente, dall'altro rende critica l'utilizzazione del vidicon nella riproduzione diretta di pellicole negative per i motivi che sono stati indicati alla fine del paragrafo 2.

Si consideri, a titolo di esempio, una pellicola negativa impressionata con un rapporto di contrasto pari a 25 e avente gamma 0,65; in base alla formula [1] il peggioramento del rapporto segnale-rumore in corrispondenza dei bianchi, introdotto dalla rete non lineare che precede l'inversione elettronica, è pari a 31 dB se la rete è progettata per funzionare in un telecinema a flying-spot, mentre sale a 35,5 dB se il funzionamento della stessa è previsto per un telecinema a vidicon.

Tenendo presente l'effetto globale del trasduttore e della rete non lineare, il rapporto segnale-rumore all'entrata del circuito di inversione elettronica vale, sempre in corrispondenza dei bianchi, 23 dB per il telecinema a flying-spot e soltanto una decina di dB per quello a vidicon, valore insufficiente per la normale utilizzazione nelle trasmissioni televisive.

4. Cenni sulle caratteristiche reali dei materiali sensibili usati.

La valutazione del gamma complessivo di un sistema televisivo di analisi dei film fatta al paragrafo 2 si basa essenzialmente sull'ipotesi che le caratteristiche di trasferimento su scale logaritmiche dei vari elementi, che costituiscono la catena, siano lineari in tutto il campo di utilizzazione. In pratica ciò avviene soltanto in una zona relativamente limitata per cui anche in condizioni corrette di utilizzazione si ha, soprattutto per quanto concerne la curva di risposta della pellicola, un comportamento che si discosta leggermente dalla linearità. Ciò appare chiaro osservando il diagramma di figura 2 in cui è riportato il sensitogramma della pellicola negativa Plus X, sviluppata alla temperatura di 19° C per una durata di 5′ utilizzando il rivelatore D76D. Sull'asse delle ascisse è riportato, in unità arbitrarie, il logaritmo dei valori di esposizione, su quello delle ordinate compare la densità della pellicola. L'intervallo in cui la curva viene usualmente utilizzata si estende dal punto B al punto E; esso corrisponde ad un rapporto tra l'illuminamento massimo e quello minimo della scena ripresa pari a 64. Il gamma della pellicola, valutato sul tratto rettilineo della caratteristica, è circa 0,7; i valori di densità massima e minima sono rispettivamente 1,6 e 0,22, per cui il contrasto risultante è circa 25 : 1.

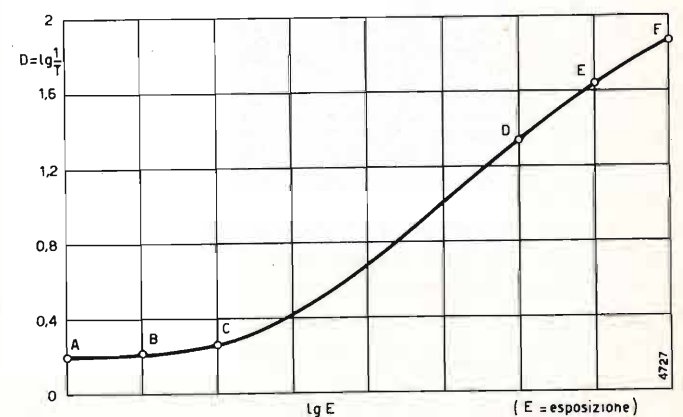



Fig. 2. — Sensitogramma della pellicola negativa Plus X.

L'apertura di un punto del diaframma provoca lo spostamento del tratto di utilizzazione nell'intervallo

compreso tra i punti C ed F, mentre una chiusura della stessa entità porta la pellicola a lavorare tra i punti A e D.

Una sovraesposizione limitata non altera quindi in maniera sensibile la caratteristica, ma innalza il valore della densità massima, peggiorando, agli effetti del rapporto segnale-rumore sui bianchi dell'immagine, una situazione che, come già visto al paragrafo 3, si presenta critica a causa della successiva inversione elettronica del segnale.

Un discorso analogo non è ripetibile nel caso della sottoesposizione. È infatti evidente che uno spostamento, seppur piccolo, verso il ginocchio inferiore della curva di figura 2 comporta inevitabilmente una forte compressione dei neri dovuta essenzialmente alla densità del supporto che, nel caso preso qui in esame, vale 0,2.

A causa della non linearità della suddetta caratteristica non è possibile realizzare la rete di compressione che precede la inversione elettronica del segnale nel modo indicato al paragrafo 2; la sua funzione di trasferimento non si limita ad essere un tratto di esponenziale a gamma costante, secondo quanto è rappresentato dalla [3], ma presenta un tratto con concavità verso l'alto e un altro con la concavità verso il basso.

Per semplicità di progetto di tale rete è quindi consigliabile ricavare graficamente la funzione di trasferimento imponendo che il suo effetto sia quello di linearizzare la resa della scala dei grigi già prima di procedere all'inversione elettronica. È ovvio che ciò comporta di ritoccare la manopola del correttore di gamma ogni qualvolta si passa dalla riproduzione di filmati negativi a quelli positivi o viceversa.

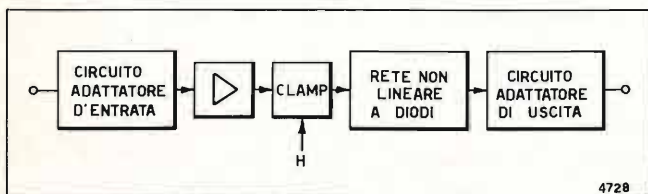



Fig. 3. — Schema a blocchi del correttore linearizzatore.

In figura 3 è riportato lo schema a blocchi del correttore linearizzatore previsto per funzionare con pellicole aventi una caratteristica simile a quella di figura 2; esso è realizzato mediante una rete a diodi alimentata da un circuito d'entrata che provvede a mantenere fisso il livello del nero del segnale.

Nel diagramma di figura 4 sono riportate, in scala lineare con unità arbitrarie rispettivamente: il tratto compreso tra i punti B ed E dalla caratteristica di figura 2 (curva a), la caratteristica di trasferimento della rete compensatrice (curva b) e l'effetto complessivo delle due (curva c).

5. Correzione automatica degli errori di esposizione.

In base a quanto è stato trattato nei paragrafi precedenti, risulta evidente che una buona resa della scala dei grigi è strettamente legata ad una precisa scelta dei valori di esposizione della pellicola. Si è infatti visto che il sistema di compensazione è progettato in funzione di un ben determinato andamento della caratteristica di trasduzione, e che sono sufficienti piccoli errori di esposizione perché questa vari

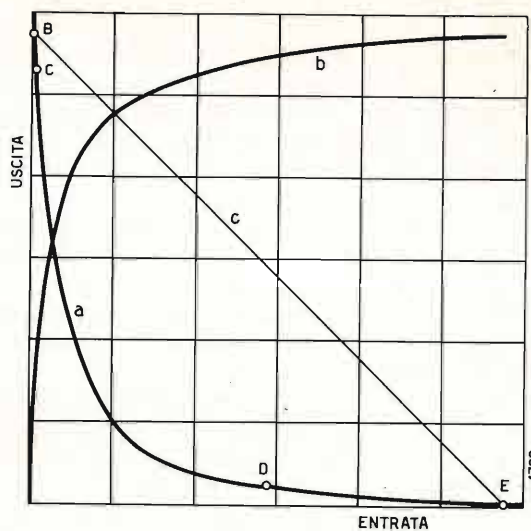



Fig. 4. — Caratteristiche di trasferimento della pellicola (curva a), del correttore linearizzatore (curva b) e caratteristica di trasferimento globale (curva c).

sensibilmente rendendo quindi la compensazione poco efficace. Inoltre, la suddetta caratteristica, rappresentata in coordinate bilogaritmiche, è lineare solo nell'ambito di un tratto relativamente limitato per cui la variazione di poche gradazioni di diaframma porta la pellicola a lavorare in una zona in cui le tonalità estreme della scala dei grigi vengono inevitabilmente saturate.

Benché gli errori che si possono commettere in questo senso siano assai infrequenti, è tuttavia necessario che il telecinema sia fornito di un circuito che automaticamente renda uniforme il contrasto dei vari particolari di immagine, soprattutto in funzione della trasmissione di filmati di attualità, i quali sono generalmente costituiti da vari spezzoni di pellicola girati da operatori diversi, sviluppati talvolta in condizioni diverse e montati insieme dopo un esame qualitativo che, per motivi d'urgenza, risulta spesso sommario.

Tale circuito deve agire indipendentemente dal correttore linearizzatore, descritto al paragrafo 4, che provvede a rendere unitario il gamma globale del complesso pellicola-trasduttore ottico-elettrico. Come sarà infatti chiarito più avanti, è necessario che il correttore degli errori di esposizione sia escludibile manualmente quando l'operatore addetto al telecinema lo ritiene opportuno, mentre la suddetta rete di compensazione deve sempre rimanere inserita nel canale di inversione elettronica.

In definitiva, la correzione automatica degli errori di ripresa deve essere considerata alla stregua di una manipolazione supplementare della scala dei grigi da effettuarsi saltuariamente; inoltre, per semplicità di progetto del relativo circuito, è conveniente che esso venga inserito in un punto del canale ove il gamma complessivo è unitario.

Il criterio con cui è possibile individuare automaticamente un errore di esposizione, sul quale si basa il funzionamento del correttore automatico, consiste nel valutare le variazioni di trasparenza media della pellicola che sono inevitabilmente associate ad una non corretta utilizzazione della sua caratteristica di trasferimento.

Si osservino infatti gli oscillogrammi di figura 5 (a, b, c). Essi si riferiscono al segnale video generato dall'analisi di tre spezzoni di pellicola in cui la stessa

immagine è stata ripresa in condizioni di esposizione differenti; essi mettono in evidenza i rapporti tra le ampiezze del segnale in corrispondenza del bianco (A) e del nero (B) nei tre casi: a) esposizione corretta ($A/B \simeq 9,5$), b) sottoesposizione di due gradazioni ($A/B \simeq 4,8$), e c) sovraesposizione di due gradazioni ($A/B \simeq 13$).

Si vede chiaramente che, a prescindere dai diversi valori di ampiezza picco-picco, l'alterazione del contrasto dell'immagine conseguente all'errore di esposizione è strettamente legata ad una variazione del valore medio del segnale.

Questa considerazione suggerisce il modo con cui conviene fare operare il correttore automatico il quale, nella versione che fornisce un miglior risultato pratico, è costituito essenzialmente da una rete non lineare la cui caratteristica di trasferimento ha l'andamento indicato nel diagramma di figura 6.

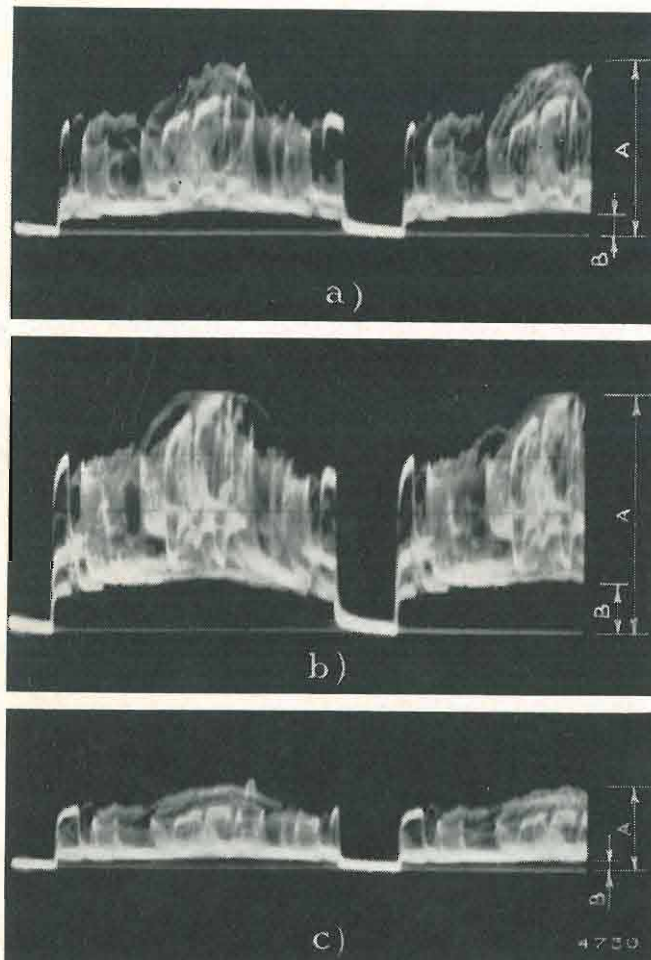



Fig. 5. — Segnale video generato durante l'analisi di tre spezzoni di pellicola riferenentesi alla stessa scena ripresa in condizioni di condizioni di esposizione differenti.

Il punto di lavoro su tale caratteristica è reso variabile con continuità mediante l'aggiunta di una tensione continua di polarizzazione. Scegliendo in maniera opportuna la posizione dei ginocchi superiore e inferiore in rapporto alla massima ampiezza picco-picco del segnale e alla curvatura degli stessi, è possibile variare entro vasti limiti la resa della scala dei grigi da parte del segnale.

Alla rete non lineare fa seguito un controllo automatico di guadagno, come indicato nello schema a blocchi di figura 7, che ha la funzione di rendere costante l'ampiezza picco-picco del segnale indipendentemente dalla compressione più o meno abbondante che esso ha subito nel passaggio attraverso la rete stessa.

Il C.A.G. è costituito essenzialmente da un amplificatore a guadagno variabile, da un circuito di « clamp » comandato dall'impulso di sincronizzazione orizzontale, da un rivelatore di picco che fornisce in uscita una tensione continua proporzionale al massimo valore raggiunto dal segnale nella durata di un semi-quadro e da un amplificatore operazionale mediante il quale una tensione fissa di riferimento viene confrontata con la tensione di uscita del rivelatore.

La dinamica dell'amplificatore a guadagno variabile si aggira sui 18 dB, valore che non conviene superare per contenere il rapporto segnale-rumore entro limiti accettabili.

Particolare cura richiede la messa a punto del rivelatore di picco; alla prontezza con cui la sua tensione d'uscita segue le variazioni dell'ampiezza picco-picco del segnale è infatti legata la velocità con cui l'intero sistema va a regime durante i transitori.

Il posizionamento del segnale lungo la caratteristica di figura 6, avviene automaticamente mediante un anello di controllo che opera nel modo seguente: il segnale video prelevato all'uscita del C.A.G. (fig. 7) transita in un integratore dimensionato in modo che esso fornisca una tensione proporzionale al valor medio

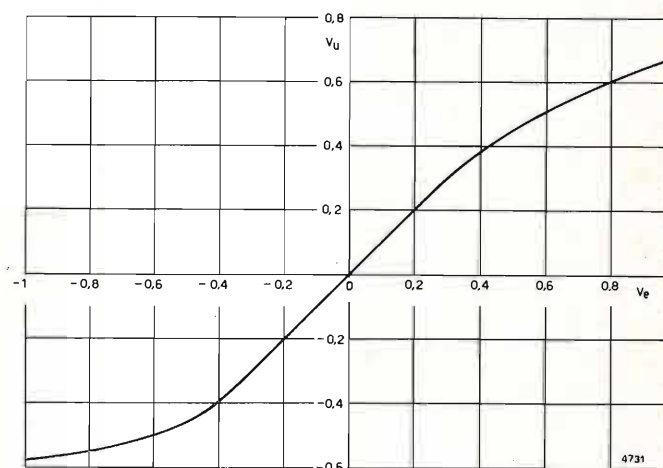



Fig. 6. — Caratteristica di trasferimento della rete non lineare.

del segnale stesso misurato in un semiquadro, tale tensione viene confrontata con una tensione fissa di riferimento tramite un amplificatore di errore la cui uscita viene infine utilizzata per polarizzare il segnale sulla rete non lineare.

È opportuno richiamare l'attenzione sul fatto che il valor medio del segnale viene rilevato in un punto del circuito in cui l'ampiezza picco-picco è tenuta costante, per cui esso fornisce una interessante indicazione sul modo in cui sono distribuite le tonalità di grigio dell'immagine.

La taratura del circuito viene effettuata utilizzando un segnale di prova opportuno, ad esempio quello corrispondente al monoscopio, e regolando la tensione fissa di confronto ad un valore tale da polarizzare il segnale nel tratto lineare della caratteristica.

Quando viene analizzata una pellicola sottoesposta o sovraesposta, il valor medio del segnale presenta una variazione la cui entità dipende, come si è visto, dal

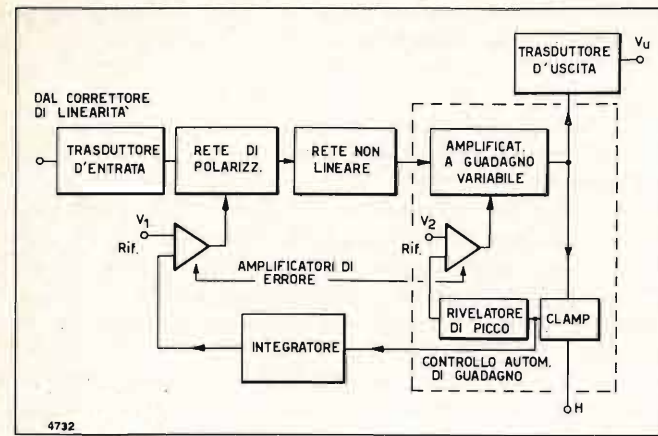



Fig. 7. — Schema a blocchi del circuito di comando automatico di guadagno (CAG).

grado di alterazione che la scala dei grigi ha subito durante la ripresa. Questo fatto provoca uno sbilanciamento dell'amplificatore di errore con conseguente spostamento del punto di lavoro sulla rete non lineare finché la sua caratteristica di trasferimento non ha assunto una configurazione tale da ripristinare sull'immagine il corretto equilibrio dei grigi.

Si supponga, per fissare le idee, che durante l'analisi di un filmato negativo si presenti uno spezzone di pellicola impressionata con una quantità di luce eccessiva; si ha, in tal caso, una diminuzione della trasparenza media con diminuzione del contrasto in corrispondenza dei neri per cui la tensione all'uscita dell'integratore diviene inferiore a quella di riferimento. Lo sbilanciamento che si produce all'entrata dell'amplificatore di errore provoca lo spostamento del punto di lavoro verso il ginocchio superiore della caratteristica. La compressione dei bianchi che ne risulta, associata alla successiva amplificazione del segnale effettuata dal C.A.G., ottiene l'effetto complessivo di ridistribuire in maniera più uniforme il contrasto nelle zone a diversa intensità luminosa dell'immagine.

Nel caso della sottoesposizione si ha, da parte del correttore automatico, un analogo comportamento ma in senso opposto. La tensione d'uscita dell'integratore è infatti maggiore di quella di riferimento per cui lo spostamento dil avoro avviene verso il ginocchio inferiore, risultando in definitiva una enfasi del contrasto sulle zone chiare.

Negli oscillogrammi di figura 8 (a, b, c) sono riportate le forme d'onda del segnale all'uscita del correttore riferite nuovamente alle stesse immagini di figura 5. Dalle prime si riscontra un notevole miglioramento dei rapporti A/B. Tali rapporti risultano rispettivamente: 4,7, 3,9, 4,1, cioè si possono considerare all'incirca costanti. Si può così dire che i vari segnali vengono modificati e riportati come se fossero normalmente esposti.

Sul principio seguito per realizzare il correttore automatico è opportuno fare alcune osservazioni:

— La possibilità di rendere soggettivamente uguale il contrasto di immagini relative ad una stessa scena, ma provenienti dall'analisi di pellicole esposte in maniera differente, è limitata entro un campo ristretto di apertura del diaframma (tre o al massimo quattro) per non dover spingere la dinamica del C.A.G. a limiti intollerabili agli effetti del rapporto segnale-rumore.

— Tuttavia, il criterio di modificare la distribuzione delle tonalità di grigio, rendendo costante la luminosità media dell'immagine, a parità di ampiezza picco-picco del segnale che la genera, permette di ritoccare efficacemente immagini che altrimenti non sarebbero per nessun motivo utilizzabili nelle normali trasmissioni televisive. Ciò rappresenta un indubbio vantaggio quando il filmato è costituito, ad esempio, da vari spezzoni di pellicola, di cui solo alcuni presentano grossi difetti di esposizione: le transizioni da uno spezzone all'altro risultano generalmente molto meno fastidiose quando è in funzione il correttore.

— La prontezza con cui interviene il controllo automatico gioca un ruolo assai importante e deve pertanto essere accuratamente conciliata in sede di progetto con la stabilità del sistema che, come si è visto, è costituito da una doppio anello di reazione.

— Il principio di funzionamento del circuito presenta una certa limitazione quando il segnale, pur essendo generato da una pellicola esposta correttamente, si riferisce ad una scena in cui zone chiare e zone scure non sono distribuite uniformemente, ma le une predominano nettamente sulle altre. In tal caso, la trasparenza media del fotogramma differisce da quella della pellicola impiegata in sede di taratura, per cui la tensione di uscita dell'integratore è diversa da quella di riferimento. L'amplificatore di errore del controllo automatico « interpreta » questo fatto come se la pellicola avesse un difetto di esposizione e sposta il punto di lavoro sulla caratteristica. Ciò, in generale, non rappresenta un inconveniente nel caso di filmati riguardanti avvenimenti di attualità, in quanto ne risulta al più una alterazione del contrasto che, dato il tipo di immagini riprodotte, non è mai fastidioso. Il fatto è invece intollerabile quando sono presenti nel filmato scene con superfici volutamente contrastate o con effetti artistici particolarmente elaborati e ricchi di chiaroscuri. Quest'ultimo caso esula però dal problema della trasmissione diretta dei negativi. È quindi utile fornire l'apparecchiatura di un comando manuale che permetta di bloccare l'automatismo quando l'operatore del telecinema lo ritiene opportuno.

Fig. 8. — Forme d'onda del segnale video generato come in fig. 5, all'uscita del circuito correttore.

Le prestazioni del correttore automatico sono state valutate soggettivamente da un certo numero di osservatori ai quali è stato posto in visione un filmato costituito da una quindicina di spezzoni, alcuni dei quali fortemente sovraesposti e sottoesposti, e susseguentisi con ordine casuale. La suddetta valutazione è stata compiuta giudicando, con l'ausilio di due monitori distinti, la qualità delle immagini relativa al segnale corretto rispetto a quella delle immagini generate dal segnale prelevato a monte del correttore stesso. I risultati conseguiti sono risultati nel complesso soddisfacenti.

6. Conclusioni.

La trasmissione diretta delle pellicole negative non è in generale conveniente ai fini della qualità dell'immagine riprodotta, mentre rappresenta un indubbio vantaggio nel caso che la ripresa filmata venga utilizzata in programmi di carattere giornalistico, per i quali la rapidità di messa in onda costituisce una esigenza assai importante.

Il problema della inversione elettronica del segnale, senza rilevante distorsione del contrasto, è risolubile dotando il telecinema di un circuito opportuno il quale è indipendente dai normali comandi già predisposti sull'apparecchiatura ed è escludibile manualmente quando cessa la necessità di analizzare direttamente una pellicola negativa.

Dato il carattere particolare dei filmati di attualità, è inoltre possibile che questi ultimi siano costituiti da spezzoni di pellicola in cui intervengono saltuariamente errori di esposizione. È possibile utilizzare comunque tali filmati nelle normali trasmissioni televisive completando il suddetto circuito con un correttore automatico che provvede a rendere uniforme il contrasto dell'immagine prescindendo, entro certi limiti, dai valori di esposizione con cui la pellicola è stata impressionata.

APPENDICE

Comportamento di una rete non lineare agli effetti del rapporto segnale-rumore.

Si suppone che, all'entrata della rete, il rapporto segnale-rumore, definito come indicato nella nota (3) del paragrafo 2, sia sufficientemente elevato (almeno 26 dB).

Con riferimento ai simboli della figura 9 in cui V_{e1} e V_{e2} delimitano il campo di utilizzazione della caratteristica di trasferimento, il rapporto segnale-rumore all'uscita R_{ui} della rete valutato in corrispondenza del generico punto P_i vale:

[5] $$R_{ui} = \frac{V_u}{N_{ui}} = \frac{a\,V_e}{a_i\,N_e} = \frac{a}{a_i}\,R_e$$

ove: $a = \operatorname{tg} \alpha$, $a_i = \operatorname{tg} \alpha_i$, $R_e =$ rapporto segnale-rumore all'entrata, N_e e N_{ui} valori efficaci del rumore rispettivamente all'entrata e all'uscita.

Esprimendo la [5] in dB si ha:

[6] $$R'_{ui} = R'_e + 20 \lg_{10} \frac{a}{a_i}\,.$$

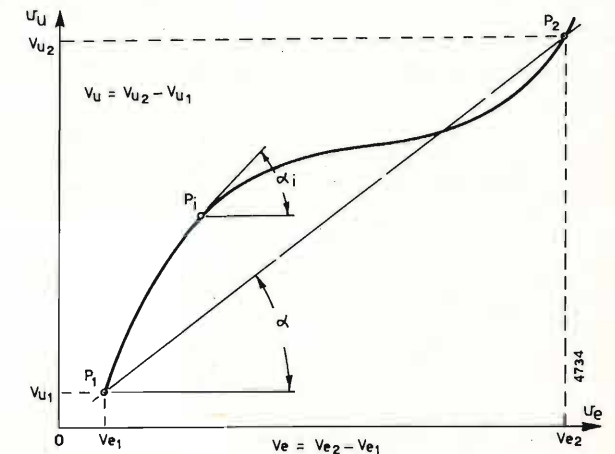



Fig. 9. — Caratteristica di trasferimento di una rete noo lineare generica.

Nel caso in cui la funzione di trasferimento sia esprimibile analiticamente, nel campo di utilizzazione, mediante una relazione del tipo:

$$V_u = k\,V_e^{\gamma}$$

si ha:

$$a = k\,\frac{V_{e2}^{\gamma} - V_{e1}^{\gamma}}{V_{e2} - V_{e1}} \simeq k\,V_{e2}^{\gamma - 1}$$

(essendo generalmente $V_{e2} \gg V_{e1}$);

$$a_i = \gamma\,k\,V_{ei}^{\gamma - 1}\,;$$

$$\frac{a}{a_i} = \frac{1}{\gamma}\left(\frac{V_{e2}}{V_{ei}}\right)^{\gamma - 1}.$$

La [6] diviene quindi:

[7] $$R'_{ui} = R'_e - 20 \lg_{10} \gamma + (\gamma - 1)\,20 \lg_{10} \frac{V_{e2}}{V_{ei}}\,.$$

Con $\gamma > 1$ il minimo valore assunto da R'_{ui} si trova in corrispondenza del punto P_2 ed è:

[8] $$R'_{u2} = R'_e - 20 \lg_{10} \gamma\,.$$

Con $\gamma < 1$, caso che interessa particolarmente ai fini della trasmissione diretta delle pellicole negative, la condizione peggiore si verifica nel punto P_1 in corrispondenza del quale il rapporto segnale-rumore in uscita della rete vale:

[9] $$R'_{u1} = R'_e - 20 \lg_{10} \gamma - (1 - \gamma)\,20 \lg_{10} \frac{V_{e2}}{V_{e1}}\,.$$

Trasmissione televisiva diretta da film negativi

Un risultato analogo si ottiene quando la caratteristica di trasferimento della rete segue l'andamento del tipo:

$$V_u = c - h \exp(-\gamma \lg_e v_e) \ .$$

Si ha infatti:

$$a = \frac{h\,[\exp(-\gamma \lg_e V_{e1}) - \exp(-\gamma \lg_e V_{e2})]}{V_{e2} - V_{e1}} \simeq$$

$$\simeq \frac{h \exp(-\gamma \lg_e V_{e1})}{V_{e2}} \ ;$$

$$a_i = \gamma h \, \frac{\exp(-\gamma \lg_e V_{ei})}{V_{ei}} \ ;$$

$$\frac{a}{a_i} = \frac{\exp(-\gamma \lg_e V_{e1})}{V_{e2}} \cdot \frac{V_{ei}}{\gamma \exp(-\gamma \lg_e V_{ei})} \ .$$

Il caso più sfavorevole si ha quando $V_{ei} = V_{e1}$ a cui corrisponde:

$$[10] \qquad R'_{ui} = R'_e - 20 \lg_{10} \gamma - 20 \lg_{10} \frac{V_{e2}}{V_{e1}} \ .$$

(1223)

BIBLIOGRAFIA

ZACCARIAN P., PINEIDER G.: *Registrazione su pellicola cinematografica di programmi televisivi.* « Elettronica », 1964, n. 4, pag. 98.

HACKING K.: *An analysis of film granularity in television reproduction.* « Journal of the SMPTE ». Dicembre 1964, pag. 1015 ÷ 1029.

QUINN S. F., BOWIE DICKSON J.: *New CBC vidicon-telecine operating standards.* « Journal of the SMPTE ». Dicembre 1964, pag. 1009 ÷ 1015.

NEUHAUSER R. G.: *Vidicon for film pick-up.* « Journal of the SMPTE ». Febbraio 1954, pag. 142 ÷ 152.

GOLDOUSKJI E. M.: *The dimension of films and frame in common motion-picture systems.* « Journal of the SMPTE ». Luglio 1964, pag. 544 ÷ 545.

KOICHI SADASHIGE: *A study of noise in television camera preamplifiers.* « Journal of the SMPTE ». Marzo 1964, pag. 202 ÷ 206.

NEUHAUSER R. G.: *Picture Characteristics of image-orthicon and vidicon camera tubes.* « Journal of the SMPTE ». Settembre 1961, pag. 696 ÷ 698.

HARRISON N. J.: « RCA - Technical bulletin for vidicon 8134/VI ». Marzo 1966.

LA RIVELAZIONE SINCRONA

G. WALTER HORN, PIERO RAPIZZI (*)

SOMMARIO — Sfruttando le caratteristiche peculiari della « rivelazione sincrona » è possibile realizzare un dispositivo capace di ricevere segnali MA, SSB, DSB, LSB, USB, ISB nonché MF a banda stretta, con un elevato grado di reiezione dei segnali interferenti. La rivelazione sincrona si presta, in modo particolare, alla realizzazione di radioricevitori a conversione diretta, caratterizzati da assenza di responsi spuri di conversione e da grande dinamica. Il ricevitore a conversione diretta, essendo privo di organi a RF, salvo l'oscillatore locale che può essere attuato sotto forma di un sintitizzatore di frequenza, è particolarmente adatto ad essere realizzato sotto forma di circuiti integrati a stato solido.

*SUMMARY — **The synchronous detection.** The peculiar characteristics of the synchronous detection make it possible to realize receivers suitable for receiving AM, SSB, DSB, LSB, USB, ISB, as well as narrow band FM signals with a high degree of interferences rejection. The synchronous detection method is fit for realizing direct conversion receivers, which show a large dynamic, an extremely low intermodulation and are inherently free from spurious responses. The direct conversion receiver, which does not contain RF circuits, except the local oscillator, that may be a frequency synthetizer, is particularly suitable to be built by solid state integrated circuits.*

0. Abbreviazioni e sigle più frequentemente usate.

BF = bassa frequenza (frequenza acustica);

cc = corrente continua;

CW = onda non modulata - portante (Carrier Wave);

FI = frequenza intermedia;

RF = radio frequenza.

MA = modulazione di ampiezza;

MF = modulazione di frequenza;

MP = modulazione di fase (Phase Modulation).

DSB = modulazione a doppia banda laterale con portante soppressa (Double Side-Band);

ISB = modulazione a due bande laterali indipendenti e portante soppressa (Independent Side-Band);

LSB = modulazione a banda laterale inferiore e portante soppressa (Lower Side-Band);

SSB = modulazione a singola banda laterale e portante soppressa (Single Side-Band), per esempio: LSB o USB;

USB = modulazione a banda laterale superiore e portante soppressa (Upper Side-Band);

NBFM = modulazione di frequenza a banda stretta (Narrow-Band Frequency Modulation).

CAG = comando automatico di guadagno;

CAP = comando automatico di fase (Automatic Phase Control).

(*) Dott. G. Walter Horn della ENA - S. Giovanni Persiceto, Bologna. Dott. Piero Rapizzi della RAI. Dattiloscritto pervenuto il 18 novembre 1970.

1. Generalità.

La « rivelazione sincrona » si basa sul seguente principio: quando un segnale a radio frequenza (RF) in Arrivo (ampiezza A pulsazione Ω), modulato in ampiezza (MA), viene applicato assieme ad un segnale Eterodina (della stessa pulsazione Ω e di ampiezza E sufficiente) ad un demodulatore, da questo emerge un seganle rivelato la cui ampiezza dipende dalla relazione di fase esistente tra la portante del segnale in arrivo ed il segnale eterodina. Infatti, se:

$$[1] \qquad e = A\,(1 + K \text{ sen } \omega t) \text{ sen } \Omega t \ ,$$

è il segnale in arrivo in cui K è la profondità di modulazione e ω la pulsazione a bassa frequenza, e:

$$[2] \qquad e_1 = E \text{ sen } (\Omega t + \varphi) \ ,$$

è quello eterodina, la componente di bassa frequenza del segnale rivelato dal demodulatore risulta essere:

$$[3] \qquad e_r = \frac{EAK}{2} \cos\varphi \cdot \text{sen}\omega t \ .$$

Detta componente è ovviamente massima per $\varphi = n\pi$ ($n = 0, 1, 2, \ldots m$), e nulla per $\varphi = (2n+1)\pi/2$.

Se al medesimo demodulatore viene applicato, oltre ai segnali [1] e [2] anche un ulteriore segnale a frequenza qualsivoglia (disturbo, interferenza) nel processo di demodulazione si origina un segnale di battimento di ampiezza indipendente dallo sfasamento esistente tra e e e_1. Infatti, se i segnali concorrenti nel demodulatore sono:

$$[4] \qquad e = A(1 + K \text{ sen}\omega t) \text{ sen}\Omega t \ ,$$

$$e_1 = E \text{ sen}(\Omega t + \varphi) \ , \quad e_3 = B \text{ sen}\Omega' t \ , \quad \Omega' > \Omega \ ,$$

le componenti di bassa frequenza del segnale rivelato risultano:

$$[5] \qquad e_r = e_{r1} + e_{r2}$$

$$[5'] \qquad e_{r1} = \frac{EAK}{2} \cos\varphi \text{ sen}\omega t + \frac{BE}{2} \cos(\Delta\Omega t - \varphi)$$

[5''] $$e_{r_2} = \frac{AB}{2} \cos \Delta\Omega\, t + \frac{ABK}{4} \operatorname{sen}(\Delta\Omega + \omega)\, t - \frac{ABK}{4} \operatorname{sen}(\Delta\Omega - \omega)\, t \; ,$$

dove $\Delta\Omega = \Omega - \Omega'$.

Il segnale di battimento e_{r_1}, dovuto all'interazione fra e_1 ed e_3 nel demodulatore, ha un'ampiezza indipendente dallo sfasamento esistente tra e ed e_1 ed ha una fase dipendente da quella del segnale eterodina e_1 rispetto alla portante.

Le componenti di intermodulazione e_{r_2}, dovute all'interazione di e, e_3 hanno ampiezze dipendenti dall'entità dei segnali intermodulanti, cioè, in definitiva, dall'intensità del segnale interferente. Poiché si suppone $E \gg A$, le componenti di intermodulazione risultano trascurabili rispetto a quelle di battimento.

2. La rivelazione sincrona dei segnali modulati in ampiezza.

In base al principio suesposto, la rivelazione sincrona (bibl. 12) consiste nell'effettuare la rivelazione del segnale RF, modulato in ampiezza (MA), applicandolo simultaneamente a due demodulatori, nel seguito denominati demodulatore P (in fase - Phase) e demodulatore Q (in Quadratura); a questi sono applicati del pari i segnali eterodina locali, derivati da un unico generatore, ma sfasati tra loro di $\pi/2$ radianti (fig. 1).

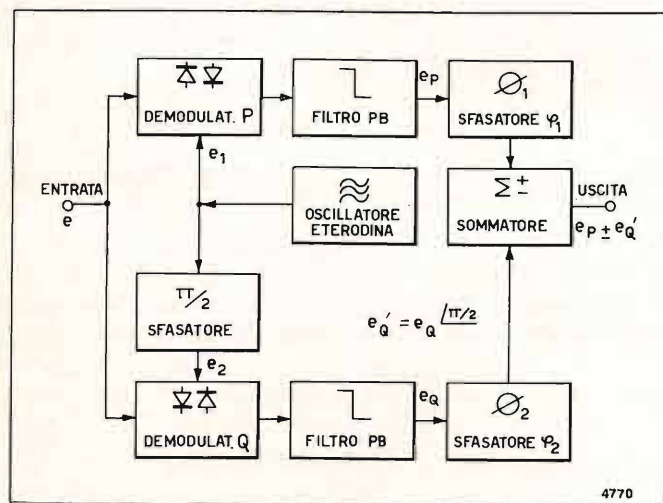



Fig. 1. — Schema di principio del rivelatore sincrono.

Dai due demodulatori usciranno quindi le componenti del segnale rivelato riproducenti l'informazione di bassa frequenza. Infatti, se i segnali eterodina sono:

[6] $$e_1 = E_1 \operatorname{sen}(\Omega\, t + \varphi) \; , \qquad e_2 = E_2 \cos(\Omega\, t + \varphi) \; ,$$

con: $$E_1 = E_2 = E \; ,$$

le componenti di bassa frequenza del segnale rivelate nei canali P e Q saranno, rispettivamente:

[7] $$e_P = \frac{EAK}{2} \cos\varphi \operatorname{sen}\omega\, t \; ,$$
$$e_Q = -\frac{EAK}{2} \operatorname{sen}\varphi \operatorname{sen}\omega\, t \; .$$

Altri eventuali segnali a RF, adiacenti a quello da ricevere (interferenze), con frequenza diversa dal segnale eterodina, danno pure luogo, all'uscita di entrambi i rivelatori, a segnali demodulati. Però il segnale uscente dal canale Q risulta sfasato di $\pi/2$ radianti, in anticipo o in ritardo rispetto al segnale uscente dal canale P, a seconda che il segnale interferente sia di frequenza maggiore o minore di quella del segnale eterodina. Infatti, se:

[8] $$e = A(1 + K \operatorname{sen}\omega\, t) \operatorname{sen}\Omega\, t + B \operatorname{sen}\Omega' t$$

con: $$\Omega' > \Omega \; ,$$

sono i segnali captati (da rivelare + interferenza) ed e_1, e_2 dati dalla [6] i segnali eterodina, le componenti di bassa frequenza del segnale demodulato (trascurando le componenti di intermodulazione) uscenti dal rivelatore P sono:

[9'] $$e_P = \frac{EAK}{2} \cos\varphi \operatorname{sen}\omega\, t + \frac{EB}{2} \cos(\Delta\Omega\, t - \varphi) \; ,$$

[9''] $$e_Q = -\frac{EAK}{2} \operatorname{sen}\varphi \operatorname{sen}\omega\, t + \frac{EB}{2} \operatorname{sen}(\Delta\Omega\, t - \varphi) \; .$$

Se invece $\Omega' < \Omega$, si ha:

[10'] $$e_P = \frac{EAK}{2} \cos\varphi \operatorname{sen}\omega\, t + \frac{EB}{2} \cos(\Delta\Omega\, t + \varphi) \; ,$$

[10''] $$e_Q = -\frac{EAK}{2} \operatorname{sen}\varphi \operatorname{sen}\omega\, t - \frac{EB}{2} \operatorname{sen}(\Delta\Omega\, t + \varphi) \; .$$

Dalle [9] e [10] risulta che i segnali di bassa frequenza relativi all'informazione, uscenti dai demodulatori P e Q sono in fase, laddove quelli relativi all'interferenza sono in quadratura tra loro. Se i segnali uscenti dai due demodulatori vengono sommati algebricamente, dopo aver introdotto in uno di essi uno sfasamento aggiuntivo di $\pi/2$ radianti ([1]), le componenti relative all'informazione si sommano tra loro, mentre quelle relative all'interferenza si elidono: infatti per $\Omega' < \Omega$ il segnale rivelato dal demodulatore Q sfasato di $\pi/2$ vale:

[11] $$e'_Q = e_Q \,\underline{|+\pi/2} = \frac{EAK}{2} \operatorname{sen}\varphi \cos\omega\, t - \frac{EB}{2} \cos(\Delta\Omega\, t + \varphi) \; .$$

La combinazione dei due canali dà allora, per somma:

[12'] $$\Sigma^+ = e_P + e'_Q = \frac{EAK}{2} \operatorname{sen}(\omega\, t + \varphi) \; (^1) \; ,$$

e, per differenza:

([1]) Si ricordi che si ha $\frac{EAK}{2} \operatorname{sen}\omega\, t \cos\varphi + \frac{EAK}{2} \cos\omega\, t \operatorname{sen}\varphi = \frac{EAK}{2} \operatorname{sen}(\omega\, t + \varphi)$.

[12''] $$\Sigma^- = e_P - e'_Q = \frac{EAK}{2} \operatorname{sen}(\omega\, t - \varphi) + EB \cos(\Delta\Omega\, t - \varphi) \; .$$

Similmente, per $\Omega' > \Omega$,

[13] $$e'_Q = e_Q \,\underline{|+\pi/2} = \frac{EAK}{2} \operatorname{sen}\varphi \cos\omega\, t + \frac{EB}{2} \cos(\Delta\Omega\, t - \varphi)$$

e quindi:

[14] $$\Sigma^+ = e_P + e'_Q = \frac{EAK}{2} \operatorname{sen}(\omega\, t + \varphi) + EB \cos(\Delta\Omega\, t + \varphi)$$
$$\Sigma^- = e_P - e'_Q = \frac{EAK}{2} \operatorname{sen}(\omega\, t - \varphi) \; .$$

Nel processo di somma algebrica, il segnale utile non subisce alterazione veruna, laddove quello di battimento, dovuto all'interferenza, viene soppresso. Il metodo permette perciò di eliminare l'effetto di segnali interferenti presenti entro una delle bande laterali del segnale da ricevere.

Nell'analisi riportata non si è fatta alcuna ipotesi circa lo sfasamento φ esistente tra la portante del segnale MA ed il segnale eterodina. Si è visto, anzi, che l'entità di detto sfasamento non altera il risultato finale. Tuttavia per ragioni connesse con il comando automatico di frequenza dell'eterodina locale, che verranno chiarite nel seguito, è opportuno far sì che detto sfasamento sia di $n\,\pi$ ($n = 0, 1, 2, \ldots m$) radianti. Con ciò ad uno dei due demodulatori, ad esempio al P, risulterà applicato un segnale eterodina, e_1, in fase con la portante del segnale ricevuto, laddove all'altro, Q, risulterà applicato un segnale eterodina, e_2, in quadratura con la portante stessa.

I segnali uscenti dai due demodulatori in assenza di segnale interferente, per le [7], [9], [10] saranno allora:

[15] $$e_P = \frac{EAK}{2} \operatorname{sen}\omega\, t \; , \qquad e_Q = 0 \; .$$

Se invece vi è un segnale interferente di ampiezza B e pulsazione $\Omega' < \Omega$ ($\Delta\Omega = \Omega - \Omega'$ positivo) si ha:

[16] $$e_P = \frac{EAK}{2} \operatorname{sen}\omega\, t + \frac{EB}{2} \cos\Delta\Omega\, t$$
$$e_Q = \frac{EB}{2} \operatorname{sen}\Delta\Omega\, t \; , \qquad e'_Q = -\frac{EB}{2} \cos\Delta\Omega t.$$

Invece per $\Omega' > \Omega$ cambiano solo i segni di e_Q e e'_Q. Di conseguenza si ha:

[17'] $$\Sigma^+ = e_P + e'_Q = \frac{EAK}{2} \operatorname{sen}\omega\, t \; ,$$
$$\Sigma^- = e_P - e'_Q = \frac{EAK}{2} \operatorname{sen}\omega\, t + EB \cos\Delta\Omega\, t \; ;$$

mentre per $\Omega' < \Omega$ si ha:

[17''] $$\Sigma^+ = e_P + e'_Q = \frac{EAK}{2} \operatorname{sen}\omega\, t + EB \cos\Delta\Omega\, t$$
$$\Sigma^- = e_P - e'_Q = \frac{EAK}{2} \operatorname{sen}\omega\, t \; .$$

3. La rivelazione sincrona dei segnali a portante soppressa.

Col medesimo procedimento è possibile demodulare anche segnali a banda laterale unica, portante soppressa (SSB), con selezioni di banda laterale (LSB/USB) (bibl. 11). Nel caso della SSB, la frequenza dei segnali locali e_1, e_2 non coincide ovviamente con quella del segnale ricevuto, bensì con quella della portante, in parte o del tutto soppressa all'atto della trasmissione (bibl. 3).

Per quanto esposto più sopra, alle uscite dei due canali P e Q si presenteranno perciò due distinti segnali demodulati, in quadratura tra di loro in anticipo o ritardo a seconda della posizione della banda laterale ricevuta rispetto alla frequenza del segnale locale. Cioè, se:

[18] $$e = A \operatorname{sen}(\Omega + \omega)\, t$$

è il segnale da rivelare (USB) ed e_1, e_2 dati dalle [6] quelli locali, le componenti di bassa frequenza del segnale rivelato nei canali P e Q risultano:

[19] $$e_P = \frac{AE}{2} \cos(\omega\, t - \varphi) \; ,$$
$$e_Q = \frac{AE}{2} \operatorname{sen}(\omega\, t - \varphi) \; .$$

La combinazione dei medesimi, previa l'introduzione dello sfasamento aggiuntivo di $\pi/2$ radianti tra e_P ed e_Q, fornisce pertanto:

[20] $$\Sigma^+ = 0 \; , \qquad \Sigma^- = AE \cos(\omega\, t - \varphi) \; .$$

Del pari, se il segnale ricevuto fosse a banda laterale inferiore (LSB) $e = A \operatorname{sen}(\Omega - \omega)\, t$ si otterrebbe:

[21] $$e_P = \frac{AE}{2} \cos(\omega\, t + \varphi) \; ,$$
$$e_Q = -\frac{AE}{2} \operatorname{sen}(\omega\, t + \varphi) \; ,$$

e quindi:

[22] $$\Sigma^+ = AE \cos(\omega\, t + \varphi) \; , \qquad \Sigma^- = 0 \; .$$

Il metodo consente quindi di selezionare l'una o l'altra banda laterale. Questo procedimento è particolarmente vantaggioso nella ricezione di segnali a doppia banda laterale, con portante soppressa (DSB), o a bande laterali indipendenti (ISB).

Affinché il rivelatore sincrono fornisca un segnale di bassa frequenza che riproduca esattamente l'informazione contenuta nel segnale ricevuto è essenziale che il segnale locale abbia la stessa frequenza della portante del segnale da demodulare, sia essa presente (MA) o meno (MA a portante parzialmente soppressa, DSB, SSB) nel segnale stesso.

Se invece si ha uno scarto $\Delta\Omega$ fra la portante e il segnale locale, nel caso della MA, le componenti di bassa frequenza del segnale rivelato risultano:

[23] $$e_P = \frac{AE}{2} \cos\Delta\Omega\, t + \frac{EAK}{4} \operatorname{sen}(\Delta\Omega + \omega)\, t - \frac{EAK}{4} \operatorname{sen}(\Delta\Omega - \omega)\, t \; ,$$
$$e_Q = -\frac{AE}{2} \operatorname{sen}\Delta\Omega\, t + \frac{EAK}{4} \cos(\Delta\Omega + \omega)\, t - \frac{EAK}{4} \cos(\Delta\Omega - \omega)\, t \; .$$

Di conseguenza, la somma algebrica di e_P ed e'_Q dà:

$$[24] \quad \Sigma^+ = e_P + e'_Q = AE \cos\Delta\Omega t + $$
$$+ \frac{AKE}{2} [\text{sen}(\Delta\Omega + \omega) t - \text{sen}(\Delta\Omega - \omega) t] ,$$
$$\Sigma^- = e_P - e'_Q = 0 .$$

Il segnale utile risulta cioè modulato dal battimento dovuto alla disintonizzazione, senza alcuna ulteriore possibilità di eliminare tale inconveniente.

4. La rivelazione sincrona di segnali a modulazione angolare.

La rivelazione sincrona di segnali a modulazione di fase (PM) e a modulazione di frequenza a banda stretta (NBFM) avviene in modo analogo a quella dei segnali MA. Anche l'analisi matematica che se ne può fare si riconduce a quella.

Sia:

$$[25] \quad e = A \,\text{sen}\,(\Omega t + m \,\text{sen}\,\omega t) , \qquad \text{con } m = \frac{\Delta\Omega}{\omega} ,$$

il segnale da demodulare.

La [25], nell'ipotesi che l'indice di modulazione sia piccolo ($m < 0{,}2$), può anche scriversi (bibl. 19):

$$[26] \quad e = A \text{sen}\Omega t - A \frac{m}{2} \text{sen}(\Omega + \omega) t +$$
$$+ A \frac{m}{2} \text{sen}(\Omega - \omega) t ;$$

di conseguenza, le componenti ad audio-frequenza del segnale rivelato risultano:

$$[27] \quad e_P = \frac{EA\,m}{4} \cos(\omega t + \varphi) - \frac{EA\,m}{4} \cos(\omega t - \varphi) ,$$

$$[27'] \quad e_Q = -\frac{EA\,m}{4} \text{sen}(\omega t + \varphi) - \frac{EA\,m}{4} \text{sen}(\omega t - \varphi) .$$

Poiché:

$$[27''] \quad e'_Q = \frac{EA\,m}{4} \cos(\omega t + \varphi) + \frac{EA\,m}{4} \cos(\omega t - \varphi) ,$$

la combinazione $\Sigma^{\pm}$ dei segnali e_P, e'_Q fornisce:

$$[28] \quad \Sigma^+ = \frac{EA\,m}{2} \cos(\omega t + \varphi) ,$$
$$\Sigma^- = -\frac{EA\,m}{2} \cos(\omega t - \varphi) .$$

5. La rivelazione sincrona dei segnali ad onda continua.

Per la rivelazione sincrona dei segnali ad onda continua (CW), vale quanto detto in merito alla demodulazione dei segnali a singola banda laterale, portante soppressa (SSB). Infatti, se il segnale da rivelare è:

$$[29] \quad e = A \,\text{sen}\Omega' t$$

e $\Delta\Omega = \Omega' - \Omega$ è la sua disintonizzazione rispetto al segnale locale, di pulsazione Ω ed ampiezza E, le componenti ad audio-frequenza del segnale rivelato risultano:

$$[29'] \quad e_P = \frac{EA}{2} \cos\Delta\Omega t , \qquad e_Q = \frac{EA}{2} \text{sen}\,\Delta\Omega t ,$$

per cui, essendo:

$$e'_Q = -\frac{EA}{2} \cos\Delta\Omega t ,$$

la combinazione $\Sigma^{\pm}$ dei segnali e_P, e'_Q fornisce:

$$[30] \quad \Sigma^+ = 0 , \quad \Sigma^- = EA \cos\Delta\Omega t , \quad \text{per } \Omega' > \Omega \text{ e}$$

$$[30'] \quad \Sigma^+ = EA \cos\Delta\Omega t , \quad \Sigma^- = 0 , \quad \text{per } \Omega' < \Omega .$$

Il procedimento di rivelazione sincrona consente pertanto di eliminare il « battimento immagine » che si manifesta quando il segnale a RF di tipo CW viene applicato ad un demodulatore unitamente a segnale locale. Con ciò si ottiene la « ricezione a segnale unico » anche nel ricevitore a conversione diretta (bibl. 17).

6. Il comando automatico di fase dell'eterodina locale.

Per il corretto funzionamento del rivelatore sincrono in MA, oltre all'isofrequenza tra eterodina e portante, occorre che sia mantenuta, nel tempo, la relazione di fase. Infatti, per $\varphi \neq n\pi$, le componenti di bassa frequenza dei segnali uscenti dai demodulatori P e Q sono:

$$[7] \quad e_P = \frac{EAK}{2} \cos\varphi \;\text{sen}\omega t ,$$
$$e_Q = -\frac{EAK}{2} \text{sen}\varphi \;\text{sen}\omega t ,$$

e il canale Q fornisce un segnale di bassa frequenza non nullo. Inoltre, se φ varia nel tempo, con esso variano le ampiezze di e_P, e_Q ed e'_Q, e, di conseguenza, l'ampiezza dei segnali compositi Σ^+, Σ^-.

Da qui la necessità, in servizio MA, di asservire l'eterodina locale alla fase della portante (trasmessa o solo parzialmente soppressa) del segnale da demodulare.

Detto comando non è invece essenziale nella demodulazione di segnali a portante soppressa (SSB, DSB, ISB); un'eventuale disintonizzazione dell'eterodina rispetto alla portante soppressa non comporta infatti l'insorgere di battimenti disturbanti e si traduce unicamente in una laterazione dell'informazione, come del resto avviene nella ricezione convenzionale dei segnali a banda laterale unica.

Per il servizio SSB, DSB, ISB è comunque essenziale che la stabilità dell'eterodina locale sia dell'ordine di pochi Hz; ciò è ottenibile con un generatore locale a sintesi di frequenza (bibl. 20).

Il comando automatico di fase dell'eterodina, richiesto per il servizio a MA (e a MA con portante parzialmente soppressa) può ottenersi per due vie: tramite le componenti a cc dei segnali demodulati o per comparazione in fase dei segnali e_P ed e_Q.

6.1 Comando ottenuto dalle componenti cc del segnale demodulato.

L'informazione necessaria al comando automatico di fase dell'eterodina locale può venir derivata dalla portante del segnale MA, utilizzando le componenti cc di rivelazione (bibl. 11) secondo il circuito a blocchi di figura 2. Infatti, la portante del segnale a MA [1], interagisce con i segnali eterodina e_1, e_2 [6] nei demodulatori P e Q, dando origine alle componenti a cc:

$$[31] \quad E_P = \frac{AE}{2} \cos\varphi , \qquad E_Q = -\frac{AE}{2} \text{sen}\varphi .$$

Per piccoli valori di sfasamento, la componente E_P risulta in pratica proporzionale all'ampiezza A del segnale ricevuto e può servire, pertanto, per il co-

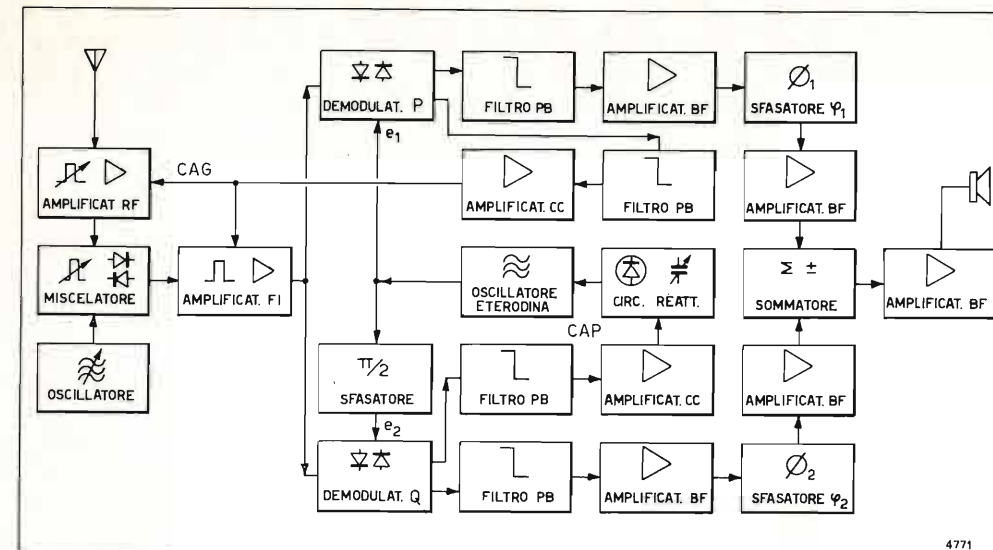



Fig. 2. — Schema a blocchi del rivelatore sincrono con comando automatico della fase (CAP) dell'eterodina ottenuto dalle componenti continue del segnale demodulato.

mando automatico di sensibilità del ricevitore; la componente E_Q, invece, è proporzionale in ampiezza e segno all'errore di fase e può venir pertanto utilizzata per l'asservimento di fase del generatore eterodina.

L'applicabilità del metodo è però limitata dalla necessità di disporre di tensioni di comando di ampiezza sufficiente. Dato che, per le [31], E_P ed E_Q sono proporzionali ad A, cioè all'ampiezza del segnale a MA applicato ai demodulatori, è evidente che il metodo richiede un segnale ad alto livello quale quello che si ha, ad esempio, a valle dell'amplificatore a frequenza intermedia (FI) di una supereterodina convenzionale (bibl. 1, 2).

6.2 Comando per discriminazione di fase dei segnali demodulati

Per il funzionamento a basso livello di segnale, come richiesto nel ricevitore a conversione diretta (bibl. 12, 14, 16, 17, 18), l'informazione necessaria al comando automatico di fase dell'eterodina locale deve ricavarsi da un discriminatore di fase (bibl. 21) alimentato dalle componenti di audio-frequenza dei segnali uscenti dai demodulatori P e Q (fig. 3). Questi contengono infatti, per le [7] e le [9], un'informazione relativa alla fase del segnale eterodina rispetto a quella della portante (trasmessa o in parte soppressa) del segnale ricevuto.

Per verificare l'applicabilità del metodo è opportuno esaminare il funzionamento e le caratteristiche del comparatore di fase. Con riferimento allo schema di figura 4, se:

$$[32] \quad e = A \text{sen}\Omega t , \qquad e_1 = E \,\text{sen}(\Omega t + \varphi)$$

sono le tensioni applicate al discriminatore, quella da esso uscente è:

$$[33] \quad V_o = \sqrt{A^2 + E^2 + 2\,A\,E\,\cos\varphi} - $$
$$- \sqrt{A^2 + E^2 - 2\,A\,E\,\cos\varphi} .$$

Dividendo per A si ottiene il rapporto V_o/A cioè la tensione di uscita riferita all'ampiezza A della tensione agente su ciascuna sezione del secondario del trasformatore d'entrata. Si ha:

$$[34] \quad \frac{V_o}{A} = \sqrt{1 + N^2 + 2\,N\,\cos\varphi} - $$
$$- \sqrt{1 + N^2 - 2\,N\,\cos\varphi} ,$$

in cui $N = E/A$ = rapporto fra le ampiezze delle ten-

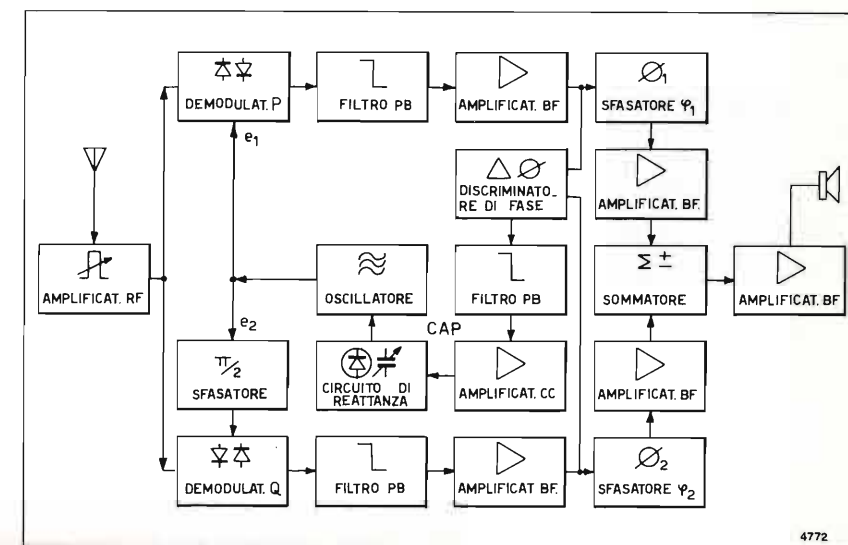



Fig. 3. — Schema come il precedente in cui il CAP dell'eterodina è ottenuto per comparazione di fase dei segnali demodulati.

sioni di eterodina e di entrata (su metà secondario).

La funzione $V_o = f(\varphi)$ tende alla linearità se $N \gg 1$, il che è particolarmente vantaggioso nel comando automatico di fase dei generatori a RF (bibl. 13). Nel caso particolare in esame, invece, è $N = 1$, per cui la [34] diviene:

$$[35] \quad V_o = A\sqrt{2}\,\left[\sqrt{1+\cos\psi} - \sqrt{1-\cos\psi}\,\right];$$

allora:

$$\text{per } \varphi = 0\,, \quad V_o = 2A\,, \quad \text{per } \varphi = \pi/2\,, \quad V_o = 0\,,$$

$$\text{per } \varphi = \pi\,, \quad V_o = -2A\,.$$

Perciò affinché il discriminatore fornisca uscita nulla, lo sfasamento tra i segnali applicati dev'essere di $\pi/2$ radianti. L'uscita del discriminatore è inoltre nulla se una o ambedue le tensioni applicate sono nulle. Tuttavia affinché ciò si verifichi è necessario che il circuito sia perfettamente bilanciato, condizione essenziale ai fini del corretto funzionamento del comparatore di fase.

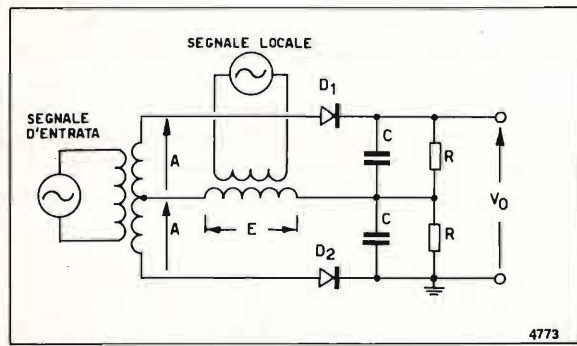



Fig. 4. — Schema di principio del discriminatore di fase.

Nel caso specifico del rivelatore sincrono per MA, i segnali applicati al discriminatore di fase in presenza di interferenza sono dati dalle [9] e [10] che riportiamo:

$$[9] \quad e_P = \frac{EAK}{2}\cos\varphi\,\text{sen}\,\omega\,t + \frac{EB}{2}\cos(\Delta\Omega\,t \mp \varphi),$$

$$[10] \quad e_Q = -\frac{EAK}{2}\,\text{sen}\varphi\,\,\text{sen}\omega\,t\,\pm$$

$$\pm\frac{EB}{2}\,\text{sen}(\Delta\Omega\,t \mp \varphi)\,.$$

Si osservi che entrambi i segnali contengono due componenti (primo termine: informazione, secondo termine: interferenza); però, mentre le componenti d'interferenza sono in quadratura tra loro, quelle d'informazione sono in fase. Le prime danno quindi un'uscita nulla; le componenti d'informazione, invece, danno un'uscita diversa da zero.

Da ciò la necessità, già rilevata, che il segnale eterodina applicato al demodulatore P sia in fase con la portante del segnale da ricevere. In tali condizioni le [9] e [10] divengono:

$$[36] \quad e_P = \frac{EAK}{2}\,\text{sen}\omega\,t + \frac{EB}{2}\,\cos\Delta\Omega\,t\,,$$

$$e_Q = \pm\frac{EB}{2}\,\text{sen}\Delta\Omega\,t\,.$$

Ogni scostamento della fase dell'eterodina dal valore $\varphi = 0$ fa quindi apparire, all'uscita del discriminatore, il segnale errore V_o che per la [7] risulta qui proporzionale all'ampiezza del segnale e_Q, infatti:

$$|E_Q| = \frac{EAK}{2}\,\text{sen}\,\varphi\,.$$

Nelle applicazioni tradizionali, invece, le ampiezze dei segnali applicati al comparatore sono costanti, laddove varia unicamente la loro relazione di fase (bibl. 13).

Si osservi inoltre che la variazione di fase, ancorché contenute nelle componenti d'interferenza delle [36], non alterano il segnale errore V_o in quanto dette componenti rimangono sempre in quadratura tra loro.

Il comparatore di fase agisce nello stesso modo in servizio DSB, a portante soppressa, nel quale si verifica l'isofase tra e_P ed e_Q. Fornisce inoltre segnale errore nullo nei servizi SSB e ISB, caratterizzati da quadratura tra e_P ed e_Q.

Il comando automatico di fase agisce unicamente quando l'eterodina locale è isofrequenziale con la portante del segnale ricevuto. Infatti, se vi è dissintonizzazione portante-eterodina, il battimento che ne deriva fa comparire, alle uscite dei due demodulatori, due componenti, di pulsazione $\Delta\Omega$, che sono in quadratura tra loro: applicate al discriminatore di fase tali componenti danno ancora un'uscita nulla.

Il filtro che segue il discriminatore può essere pertanto dimensionato per una frequenza di taglio molto bassa, compatibile cioè unicamente con la stabilità del servosistema, a prescindere dai fenomeni di aggancio che, a differenza di quanto avviene nei sistemi di comando automatico di fase (CAP) classici, sono assenti.

7. L'effetto filtrante del rivelatore sincrono.

Il rivelatore sincrono, in quanto permette di sopprimere i segnali relativi ad una banda laterale, costituisce un « filtro attivo ». Le caratteristiche di qualità di detto filtro dipendono dall'essere in pratica soddisfatte le premesse teoriche del metodo, cioè la quadratura di fase tra i due segnali eterodina e_1 ed e_2, l'uguaglianza delle loro ampiezze ($E_1 = E_2 = E$) secondo le [6], l'essere esattamente di $\pi/2$ radianti lo sfasamento aggiunto al segnale uscente dal demodulatore Q secondo la [11] ed uguali le ampiezze dei segnali uscenti dai due modulatori.

Si supponga di applicare al rivelatore sincrono un segnale a RF di tipo ISB (o anche SSB con l'interferenza nella banda soppressa) ossia:

$$[37] \quad e = A_1\cos(\Omega - \omega_1)\,t - A_2\cos(\Omega + \omega_2)\,t\,,$$

in cui ω_1, ω_2 sono le pulsazioni delle informazioni contenute nelle due bande laterali ed A_1, A_2 le rispettive ampiezze. Ai demodulatori P e Q siano inoltre applicati i segnali eterodina:

$$[6'] \quad e_1 = E_1\,\text{sen}\,(\Omega\,t + \varphi)\,,$$

$$e_2 = E_2\cos\,(\Omega\,t + \varphi + \Delta\,\varphi)\,,$$

di ampiezze E_1, E_2 non necessariamente uguali, e sfasati di $\pi/2 \pm \Delta\varphi$ radianti, con $\Delta\varphi$ errore di fase rispetto alla quadratura teorica.

Dai demodulatori P e Q escono allora segnali rivelati, le cui componenti di bassa frequenza sono:

$$[38] \quad e_P = \frac{E_1}{2}\,[A_1\,\text{sen}(\omega_1\,t + \varphi) + A_2\,\text{sen}(\omega_2\,t + \varphi)]\,,$$

$$e_Q = \frac{E_2}{2}\,[A_1\cos(\omega_1\,t + \varphi + \Delta\varphi) -$$

$$- A_2\cos(\omega_2\,t - \varphi - \Delta\varphi)]\,.$$

Introducendo in e_Q uno sfasamento aggiuntivo di $\pi/2 + \delta\varphi$ radianti, con $\delta\varphi$ errore di fase rispetto alla quadratura teorica, si ottiene:

$$[39] \quad e'_Q = \frac{E_2}{2}\,[-A_1\,\text{sen}(\omega_1\,t + \varphi + \Delta\varphi + \delta\varphi) +$$

$$+ A_2\,\text{sen}(\omega_2\,t - \varphi - \Delta\varphi + \delta\varphi)]\,.$$

La composizione $\Sigma^{\pm}$ dei segnali di bassa frequenza uscenti dai canali P e Q fornisce pertanto i valori:

$$[40'] \quad \Sigma^+ = \frac{A_1}{2}\,[E_1\,\text{sen}(\omega_1\,t + \varphi) -$$

$$- E_2\,\text{sen}(\omega_1\,t + \varphi + \Delta\varphi + \delta\varphi)] +$$

$$+ \frac{A_2}{2}\,[E_1\,\text{sen}(\omega_2\,t - \varphi) +$$

$$+ E_2\,\text{sen}(\omega_2\,t - \varphi - \Delta\varphi + \delta\varphi)]\,,$$

$$[40''] \quad \Sigma^- = \frac{A_1}{2}\,[E_1\,\text{sen}(\omega_1\,t + \varphi) +$$

$$+ E_2\,\text{sen}(\omega_1\,t + \varphi + \Delta\varphi + \delta\varphi)] +$$

$$+ \frac{A_2}{2}\,[E_1\,\text{sen}(\omega_2\,t - \varphi) -$$

$$- E_2\,\text{sen}(\omega_2\,t - \varphi - \Delta\varphi + \delta\varphi)]\,.$$

Le [40], messe sotto altra forma, danno rispettivamente per la banda utile e per la banda soppressa:

$$[41] \quad e_u = E_u\,\text{sen}(\omega_1\,t + \alpha)\,, \qquad e_s = E_s\,\text{sen}(\omega_2\,t - \beta)$$

dove:

$$E_u = \frac{A_1}{2}\,[E_1^2 + E_2^2 + 2\,E_1\,E_2\cos\,(\Delta\varphi - \delta\varphi)]^{1/2},$$

$$E_s = \frac{A_2}{2}\,[E_1^2 + E_2^2 - 2\,E_1\,E_2\cos\,(\Delta\varphi + \delta\varphi)]^{1/2},$$

$$\alpha \;= \varphi + \Delta\varphi + \delta\varphi + \text{arctg}\,\frac{-E_1\,\text{sen}\,(\Delta\varphi + \delta\varphi)}{E_1\cos\,(\Delta\varphi + \delta\varphi) - E_2}\,,$$

$$\beta \;= \varphi + \Delta\varphi - \delta\varphi - \text{arctg}\,\frac{E_1\,\text{sen}\,(\Delta\varphi - \delta\varphi)}{E_1\cos\,(\Delta\varphi - \delta\varphi) + E_2}\,.$$

Indicando con $N' = E_u/E_s$ il *rapporto di soppressione* si ha:

$$[42] \quad N' = \frac{E_u}{E_s} =$$

$$= \left(\frac{E_1^2 + E_2^2 + 2\,E_1\,E_2\cos\,(\Delta\varphi - \delta\varphi)}{E_1^2 + E_2^2 - 2\,E_1\,E_2\cos\,(\Delta\varphi + \delta\varphi)}\right)^{1/2}.$$

Nell'ipotesi che sia $A_1 = A_2$; $E_1 = E_2$, la [42] si riduce a:

$$[42'] \quad N' = \left(\frac{1 + \cos\,(\Delta\varphi - \delta\varphi)}{1 - \cos\,(\Delta\varphi + \delta\varphi)}\right)^{1/2}.$$

Infine, poiché in considerazione della banda di frequenza interessata dai vari circuiti e per quanto esposto più avanti, in genere è $\Delta\,\varphi \ll \delta\varphi$, la [42'] può venir ulteriormente semplificata nella:

$$[42''] \quad N'_1 = \sqrt{\frac{1 + \cos\,\delta\varphi}{1 - \cos\,\delta\varphi}} = \text{ctg}\,\frac{\delta\varphi}{2}\,.$$

Nell'ipotesi che sia, invece, $\Delta\,\varphi = 0$, $\delta\varphi = 0$, $E_P \neq E'_Q$ il rapporto di soppressione risulta:

$$[43] \quad N'_2 = \frac{E_P + E'_Q}{E_P - E'_Q} = \frac{2\,E}{\Delta\,E}\,.$$

Perciò se le ampiezze di e_P, e'_Q rimangono rigorosamente uguali tra loro, entro tutto il campo di variabilità della frequenza, ma tra e_P, e'_Q si manifesta un errore di fase massimo di 1°, il rapporto di soppressione, per la [42''] non può essere migliore di 41,2 dB. Se, invece, l'errore di fase è nullo, ma le ampiezze di e_P, e'_Q differiscono, entro il campo di variabilità della frequenza, al massimo all'1%, il rapporto di soppressione, per la [43], non risulta migliore di 46 dB.

Ne consegue che l'efficacia del rivelatore sincrono come filtro attivo dipende dalla precisione con cui è possibile ottenere il segnale e'_Q uguale in ampiezza ed in quadratura di fase rispetto a e_P.

8. I demodulatori P e Q.

I demodulatori P e Q debbono presentare particolari caratteristiche di linearità, come del resto è norma nella demodulazione dei segnali SSB, onde evitare la generazione di distorsioni e/o di prodotti di intermodulazione d'ordine superiore che degradarebbero in modo irreparabile l'effetto filtrante del rivelatore sincrono.

Affinché ciò si verifichi occorre che il rivelatore operi esattamente come già descritto, cioè che il segnale uscente dal demodulatore sia effettivamente il prodotto dei segnali che vi concorrono. Il segnale uscente da un rivelatore siffatto detto « rivelatore a prodotto » contiene solo componenti spurie a RF, cioè:

$$[44] \quad e_{RF} = \frac{EA}{2}\cos\,(2\,\Omega + \omega)\,t - \frac{EA}{2}\cos\,(2\,\Omega - \omega)\,t$$

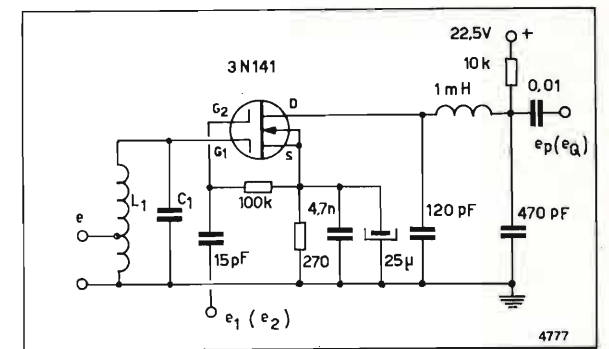



Fig. 5. — Discriminatore di fase aperiodico facente uso di un doppio transistore ad effetto di campo (FET).

che sono facilmente eliminabili a mezzo di semplici filtri: perciò tali componenti sono state trascurate nell'analisi che precede.

Nella sua forma più semplice, il rivelatore a prodotto (fig. 5) è costituito da uno stadio amplificatore il cui guadagno viene fatto variare, da un minimo ad un massimo, con la frequenza del segnale eterodina locale. Tale processo è concettualmente identico a quello impiegato nella modulazione dei trasmettitori, ove da una portante a RF e da un'informazione di audio-frequenza (BF) si ottiene un segnale composto che è il prodotto dei medesimi, senza la comparsa di componenti di distorsione o di prodotti di intermodulazione (bibl. 21). In pratica, però, il rivelatore a prodotto si scosta dalla caratteristica teorica, sicché nel segnale demodulato compaiono prodotti di intermodulazione: il loro livello è pertanto un indice della bontà del demodulatore stesso.

Il rivelatore del segnale SSB può venir realizzato, peraltro, anche mediante elementi non lineari a caratteristica quadratica; infatti la loro caratteristica di trasferimento tende a quella del rivelatore a prodotto purché l'ampiezza del segnale eterodina sia molto maggiore di quella del segnale da demodulare. Si supponga che:

[45] $$e_u = a\, e^2$$

sia la caratteristica di trasferimento del demodulatore; se secondo la [37] che riportiamo:

[37] $$e = A\,\cos(\Omega + \omega_1)\,t + A\,\cos(\Omega + \omega_2)\,t$$

è il segnale ISB a due toni da demodulare ed:

[46] $$e_1 = E\,\cos\Omega\,t$$

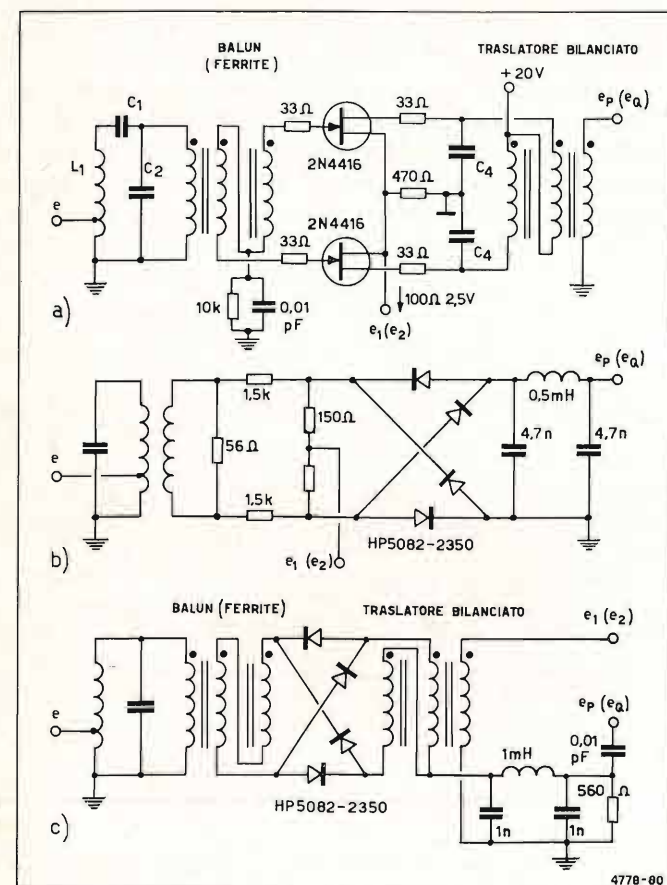



Fig. 6. — Rivelatori bilanciati: a) con transistori ad effetto di campo; b) a diodi; c) a diodi con traslatori bilanciati (balun).

il segnale eterodina in fase con la portante, le componenti ad audio frequenza del segnale demodulato risultano:

[47] $$e_2 = AE\,\cos\omega_1 t + AE\,\cos\omega_2 t + A^2\,\cos(\omega_2 - \omega_1)t.$$

Il primo ed il secondo termine della [47] rappresentano le due informazioni demodulate, il terzo termine la componente di intermodulazione (componenti di intermodulazione secondarie si formano per interazione degli altri termini, a RF, di e). Il loro rapporto vale pertanto:

[48] $$R = E/A$$

esso cresce al crescere di E, ossia il livello relativo dei prodotti di intermodulazione diminuisce all'aumentare dell'ampiezza del segnale eterodina E rispetto a quella del segnale ricevuto A.

Come demodulatori P, Q del rivelatore sincrono possono venir vantaggiosamente utilizzati anche i demodulatori bilanciati a transistore [fig. 6 a)] o a diodi (bibl. 21) del tipo illustrato in figura 6 b) e 6 c). Supposto che il circuito sia perfettamente bilanciato, il segnale da esso emergente contiene componenti a pulsazione $n\,\Omega \pm m\,(\Omega - \omega)$ con n, m dispari (1, 3, 5 ...); evidentemente se $n = m = 1$, le componenti del segnale rivelato saranno di pulsazione ω (informazione) e $2\,\Omega$ (termine RF da filtrare).

I termini d'ordine superiore, responsabili delle armoniche ad audio-frequenza possono venir minimizzati facendo sì che il segnale eterodina abbia un'ampiezza molto maggiore di quella del segnale da demodulare.

Il demodulatore bilanciato a diodi può venir realizzato in vari modi e con semiconduttori particolari (diodi hot carried, diodi schottky, ecc.) (bibl. 27) e consente di mantenere i prodotti di intermodulazione a livelli dell'ordine dei — 40 dB rispetto alle componenti di rivelazione desiderate, con dinamiche di 100 e più dB; risultati questi molto apprezzabili, anche se inferiori a quelli conseguibili con rivelatori a prodotto equipaggiati con tubi elettronici a deviazione di fascio (7360) (bibl. 26).

9. Particolari circuitali.

Uno schema di principio del rivelatore sincrono è riportato in figura 7. Si osservi che il segnale a RF da demodulare, selezionato da un filtro d'entrata (bibl. 17, 28, 29), è applicato simultaneamente ai due demodulatori P e Q (bibl. 28); a questi sono applicati anche i segnali eterodina e_1, e_2 (bibl. 20) di pari ampiezza ma sfasati tra loro di $\pi/2$ radianti. I segnali uscenti dai due demodulatori vengono applicati a due filtri passa basso a fronte ripido (bibl. 31); questi hanno il compito di eliminare, dai segnali demodulati, le componenti incompatibili con la banda passante delle successive reti sfasatrici (bibl. 5, 22, 23, 24, 30). I segnali demodulati, uscenti dagli sfasatori a larga banda, risultano pertanto sfasati tra loro di $\pi/2$ radianti (bibl. 7, 11, 25).

Nell'apparecchio schematizzato in figura 7 è stato impiegato un sistema composito di reti sfasatrici, caratterizzato da errore di fase nullo. Per la banda passante

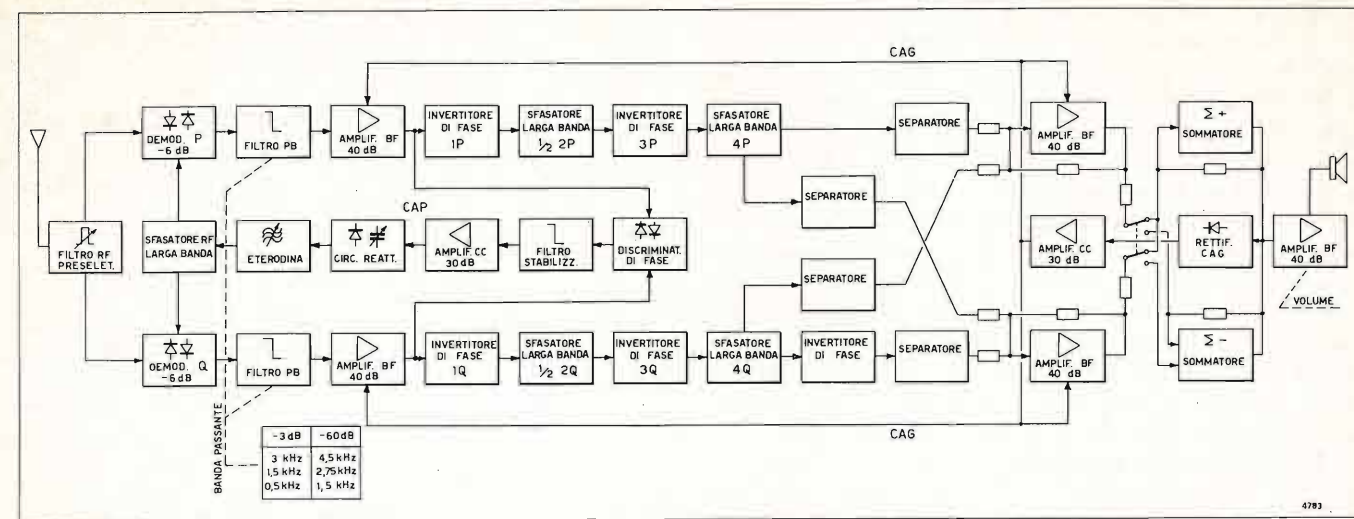



Fig. 7. — Schema a blocchi di un ricevitore a «conversione diretta» in cui, dopo il preselettore d'entrata (antenna), il primo stadio è costituito dal rivelatore sincrono e l'amplificazione è perciò ottenuta tutta nei circuiti di bassa frequenza (BF).

prevista 250-3000 Hz ($n = 12$) si ottiene un rapporto di soppressione teorico di 67 dB, laddove l'errore di fase intrinseco alle singole reti risulta di 1° 20'.

Tenendo conto del responso dei filtri passa basso (bibl. 31) posti in uscita ai demodulatori, la banda passante del sistema risulta assai prossima a quella ideale; il suo andamento è riportato in figura 8. I due filtri passa-basso sono inoltre utilizzati per restringere la banda passante del ricevitore (0,5, 1,5, 3 kHz): a tale scopo è prevista un'apposita commutazione.

Le due sezioni M-derivate dalla rete sfasatrice 2 (costituita, in fig. 7 dai due blocchi 2 ½ P e 2 ½ Q) sono pilotate, separatamente, dai canali P e Q, tramite gli invertitori di fase 1P e 1Q. Le reti 4P e 4Q sono pilotate, attraverso gli invertitori di fase 3P e 3Q, dalle uscite della rete 2. I segnali uscenti dalle reti 4P e 4Q vengono sommati tra loro applicandoli, attraverso stadi separatori (a inseguitore di sorgente), a due amplificatori operazionali. Del pari un amplificatore operazionale effettua la combinazione Σ^+ dei segnali e_P, e'_Q, per la selezione di banda laterale LSB/USB.

L'apparecchio illustrato in figura 7 è munito di comando automatico di fase (CAP) del generatore locale eterodina, del tipo ad audio-frequenza, idoneo a funzionare anche a basso livello di segnale (bibl. 1, 2). Il sistema di comando (bibl. 3) è costituito da un discriminatore di fase seguito da un filtro stabilizzatore, da un amplificatore cc (operazionale) e da un circuito a reattanza (diodo a capacitanza variabile).

Il comando automatico di guadagno (CAG) è del tipo ad audio-frequenza, derivato direttamente dal segnale d'uscita, come del resto è d'uso negli apparati SSB. La sua costante di tempo, di attacco e di stacco, può venire variata con apposita commutaziome, onde adattarla al tipo di funzionamento.

Il rivelatore sincrono di figura 7 può pertanto demodulare segnali RF anche di piccolissima ampiezza, ad esempio segnali provenienti direttamente dall'antenna, pur mantenendo un'elevata dinamica. Se usato in tal guisa tale rivelatore sincrono costituisce un vero e proprio ricevitore: essendo privo di conversione di frequenza esso è detto anche a «conversione diretta» (bibl. 16).

Peculiarità essenziale del ricevitore a conversione diretta è l'assenza di qualsiasi circuito a RF, a parte quello selezionatore di entrata e quello dell'eterodina. Tutto il guadagno e tutta la selettività viene ottenuta in audio-frequenza. Questa concezione si presta in modo egregio ad essere realizzata con circuiti integrati. La penalità che si deve pagare è costituita dalla relativa complessità circuitale (ma questa, se affrontata colla tecnica dei circuiti integrati, non costituisce un grosso problema) e dalla precisione con cui debbono essere realizzati i filtri sfasatori a larga banda (bibl. 11, 12).

10. Conclusione.

La rivelazione sincrona applicata alla conversione diretta costituisce un metodo ideale per la ricezione dei segnali CW, SSB, ISB, DSB: l'apparato ricevente così concepito offre indubbi vantaggi sulla supereterodina classica, non ultimo dei quali la possibilità di venir realizzata mediante circuiti integrati (bibl. 28).

Gli organi RF sono limitati al generatore eterodina e la possibilità di formazione di segnali e responsi spuri è condizionata dalla purità spettrale del segnale da

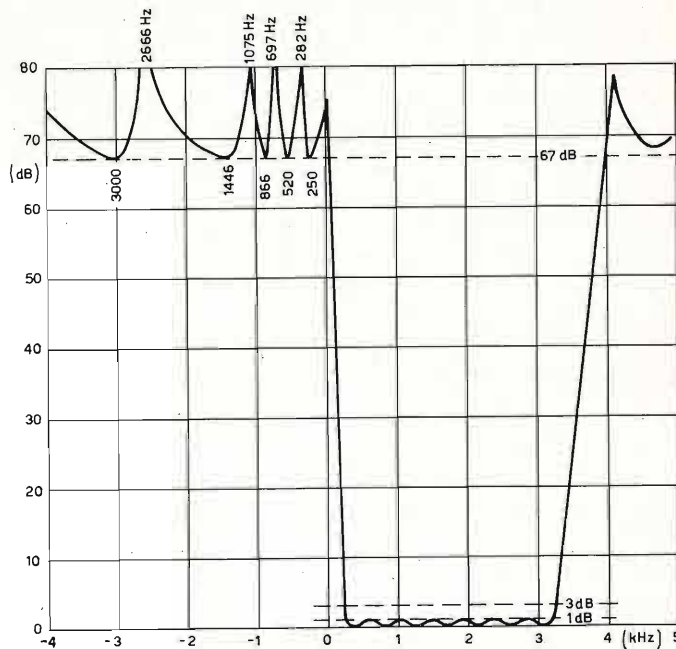



Fig. 8. — Banda passante teorica del ricevitore di figura 7.

questo generato. Ciò, d'altro canto, avviene comunque, e a maggior ragione, nell'apparato a combinamento di frequenza, le cui caratteristiche di stabilità, precisione e attenuazione dei segnali spuri, dipendono in ogni caso dalla qualità del generatore locale.

Per quanto concerne la linearità, cioè la sensibilità a fenomeni di modulazione incrociata, e la dinamica, cioè la capacità di accettare segnali anche intesi senza sovraccarico pur mantenendo un'elevata sensibilità ai segnali deboli, il ricevitore a conversione diretta con rivelatore sincrono è di gran lunga superiore alla supereterodina. La linearità e la dinamica del ricevitore a cambiamento di frequenza sono infatti limitate dalla o dalle successive conversioni che nel sistema proposto sono invece totalmente assenti.

Il ricevitore a conversione diretta con rivelatore sincrono si presta inoltre anche alla ricezione dei segnali MA (a portante trasmessa o parzialmente soppressa). Anzi non è inutile fare un raffronto tra i vantaggi e gli svantaggi della ricezione sincrona dei segnali MA (bibl. 30).

Di norma, la SSB è nettamente superiore alla MA; la situazione è però radicalmente diversa quando si consideri la ricezione di segnali MA demodulati in un rivelatore sincrono con asservimento di fase del generatore eterodina. Assumendo la medesima potenza media irradiata, il rapporto « segnale + disturbo / disturbo » che ne risulta al ricevitore è il medesimo per i segnali SSB ed MA. Il rumore addizionale che deriva dalla ricezione delle due bande laterali è compensato dalla addizione coerente dell'informazione.

La superiorità di 9 dB generalmente attribuita alla SSB è basata su un raffronto con la MA convenzionale e sulla valutazione delle potenze di picco. Se però si prende in considerazione la possibilità di un servizio in MA a portante completamente o solo parzialmente soppressa (DSB) tenuto conto che un amplificatore di potenza fornisce la medesima potenza di picco a RF sia in SSB sia in DSB, la superiorità di 9 dB delle SSB svanisce. Se, poi, il fattore limitante l'intelleggibilità del segnale ricevuto è un'interferenza (jamming) anziché un rumore, il servizio in MA, portante soppressa, va in vantaggio rispetto a quello in SSB.

La rivelazione sincrona dei segnali MA (o DSB) è particolarmente vantaggiosa nelle comunicazioni a grande distanza, nelle quali l'affievolimento selettivo e la propagazione multipla tendono a far variare l'ampiezza e/o la fase di una banda laterale del segnale rispetto all'altra (bibl. 12). Così si nota, ad esempio, che il « flutter » che accompagna il segnale SSB non si manifesta, o si manifesta in modo decisamente minore, se la comunicazione avviene invece in MA o DSB. Ciò è probabilmente dovuto al fatto che la fase dell'oscillatore locale si modifica in accordo colle variazioni subite dal segnale nel mezzo di propagazione: infatti la fase del segnale eterodina è controllata dal contenuto informativo delle bande laterali. In presenza di distorsione selettiva del segnale, l'oscillatore si orienta automaticamente nel senso di annullare la distorsione provocata dagli sfasamenti provocati dai fenomeni di propagazione. In effetti, il rivelatore sincrono è, in se stesso, un sistema « diversity » (bibl. 12).

(1254)

BIBLIOGRAFIA

1. Nagle W.: *The synchronous detection process.* « 73 Magazine », settembre 1967.
2. Webb J. K.: *A synchronous detection.* « CQ », giugno 1967.
3. Norgaard D. E.: *Single sideband reception by the phasing method.* « Single Sideband for the Radio Amateur », ARRL Ed., 2ª edizione
4. Tiberio U.: *Amplificatore a sfasamento puro con risuonatore di tensione unico.* « Alta Frequenza », 7, 1966.
5. Klein G., Zaalberg van Zelst J. J.: *Quelques filtres actif simple pour basses frequences.* «Revue Tech. Philips», 11-12, 1963-64.
6. Norgaard D. E.: *The phase-shift method of single-sideband signal generation.* « PIRE », dicembre 1956.
7. Dome R. B.: *Wide-band phase-shift networks.* « Electronics », dicembre 1946.
8. Luck D. G. C.: *Properties of some wide-band phase-splitting networks.* « PIRE », febbraio 1949.
9. Orchard H. J.: *Synthesis of wide-band two-phase networks.* « Wireless Eng. », marzo 1950.
10. Willard O. G. G.: *Cascade connection of 90-degrees phase-shift networks.* « PIRE », marzo 1952.
11. Norgaard D. E.: *The phase-shift method of single-sideband signal reception.* « PIRE », dicembre 1956.
12. Costas J. P.: *Synchronous communications.* « PIRE », dicembre 1956.
13. Horn G. W.: *Il controllo automatico di frequenza e di fase dei generatori RF.* « Automazione e automatismi », 5-1969.
14. White: *Balanced detector in a TRF receiver.* « QST », maggio 1961.
15. Villard: *Selectivity in SSC reception.* «QST», aprile 1948.
16. Hayward W.: *Direct conversion, a neglected technique.* « QST », novembre 1968.
17. Taylor R. S.: *A direct-conversion SSB receiver.* « QST », settembre 1969.
18. Hawker P.: *Direct-conversion receivers.* « Radio Communications », febbraio 1969.
19. Int. Telephone and Telegraph Corporation. « Reference Data for Radio Engineers ». IV Ed., pag. 534.
20. Horn G. W.: *La sintesi di frequenza.* « Automazione e Automatismi », 1-1970.
21. Pappenfus E. W., Bruene W. B., Schoenike E. O.: *Single sideband principles and circuits,* McGraw-Hill, 1964.
22. Mittelman J.: *Active filters.* « Electronics », maggio 1968.
23. Brent Welling: *Active filters.* « Electronics », febbraio 1969.
24. Girling F.E.J., Gound E. F.: *Active filters.* « Wireless World », agosto, settembre, ottobre 1969.
25. Gerks I. H.: *Synthesis of broadband phase networks.* « Collins Radio Company Report CTR ». 139A. gennaio 1958.
26. Hawker P.: *The double-balanced mixer.* « Radio Communication », giugno 1970, pag. 376.
27. DeMaw D.: *Some notes on solid-state product detectors.* « QST », aprile 1969.
28. Dorey C. F.: *A direct conversion receiver for 14 MHz.* « Radio Communication », maggio 1970, pag. 296.
29. DeMaw D.: *The DC 80-10 receiver.* « QST », maggio 1969.
30. Hawker P.: *Assessing communication modes.* « Radio Communication », settembre 1969, pag. 616.
31. Int. Telephone and Telegraph Corporation. « Reference Data for Radio Engineers », 5ª Ed. 8-11.

NOTIZIARIO

RIFINITURA MEDIANTE LASER - Un nuovo impianto per la rifinitura di resistori e condensatori attuati mediante deposito su film spessi o sottili, od anche per il ritocco micrometrico di altre strutture analoghe, è stato messo a punto dalla Raytheon Co. ed è illustrato dalla fotografia riprodotta in figura.

Denominato Mod. SS-218 esso consiste di un laser a granata di ittrio-allumino (YAG = Yttrium Aluminium Garnet), dell'alimentatore, di un pannello di comando anche a distanza, di un sistema di raffreddamento a circuito chiuso, di un microscopio schermato, di un posizionatore micrometrico x ÷ y, di un ponte automatico per la misura delle resistenze ed infine dei circuiti sonda.

Il laser a cristallo YAG non richiede operazioni di allineamento, fornisce un fascio di raggi coerenti ad impulsi singoli, su comando o ripetuti a ritmo variabile da 1 a 20 al secondo, con energia variabile fino a 100 millijoule (a 10 impulsi al secondo) ed a 50 millijoule (a 20 impulsi al secondo).

La lunghezza d'onda è di 1,06 micron e il fascio può essere focalizzato su un diametro di circa 0,025 mm. Una completa schermatura protegge l'operatore.

La rifinitura dei resistori consente una taratura con precisione superiore allo 0,1% in un campo di valori compreso fra 1 ohm e 11 megahom.

La robustezza di costruzione rende l'apparecchiatura adatta non solo ai laboratori ma altresì alle fabbriche per la produzione anche perchè essa può essere automatizzata. (1233)

VIDEO-CASSETTE A COLORI REGISTRATE OLOGRAFICAMENTE - All'inizio del 1972 la RCA Corporation lancerà commercialmente il nuovo sistema Selecta Vision di nastri per televisione a colori.

Una cassetta di basso costo (meno di 10 dollari) verrà inserita, analogamente a quanto si fa nelle « musicassette », in una apparecchiatura di piccole dimensioni che può essere collocata sopra al televisore (fig. 1). Tale apparecchiatura

Fig. 1. — Apparecchiatura per la produzione del segnale televisivo completo, registrato olograficamente, posta sopra un normale televisore usato per la riproduzione.

(che costerà circa 400 dollari) sarà in grado di fornire il segnale completo, da applicare all'antenna di un normale televisore, per un programma a colori della durata di 30 minuti. Il nastro potrà anche essere rallentato o addirittura arrestato su una data immagine.

Il nastro è ricavato da PVC trasparente (il materiale usato per confezioni di carni e verdure nei supermercati) e misura 13 mm di larghezza e 0,05 mm di spessore. Non ha rivestimenti chimici, emulsioni o fori e la riproduzione è scarsamente influenzata dalle rigature o dalla polvere; il nastro è quindi quasi indistruttibile in condizioni normali di impiego.

La registrazione è fatta col metodo della « olografia ».

Mentre nella fotografia l'immagine è registrata come variazione di densità dell'emulsione, prodotta dalla luce riflessa dal soggetto, nella olografia l'immagine è registrata come interferenza ottica.

Gli ologrammi richiedono l'uso di luce coerente (cioè con altissima purezza di colore) che è ottenibile solo con il laser. Perciò queste video cassette saranno il primo articolo di largo consumo a far uso dei raggi laser.

Per produrre un ologramma la luce emessa da un laser è scissa in due fasci; uno di essi, con l'uso di specchi e altri componenti ottici, è diretto sul soggetto da riprodurre e da questo riflesso sulla pellicola; l'altro fascio è inviato direttamente sulla pellicola; su questa risulta registrata l'interferenza fra i due fasci. Tale interferenza dipende dalla forma del soggetto e dall'intensità della luce riflessa da ogni suo punto e la sua registrazione costituisce un'immagine codificata di tale soggetto.

Nel caso del sistema Selecta Vision, la luce del laser che penetra nel materiale fotosensibile, di cui è formata una speciale pellicola madre, provoca una reazione d'indurimento che consente di ottenere un nastro campione; su questo risulta registrata l'immagine in forma di una serie di ondulazioni anche minutissime. Con il nastro campione si produce un'immagine negativa o « rovesciata » che può essere impiegata per « stampare » i nastri PVC.

La riproduzione dell'immagine originale sul televisore è ottenuta col procedimento inverso cioè convogliando

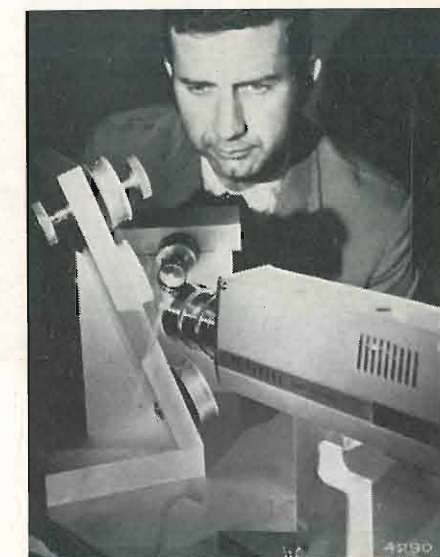



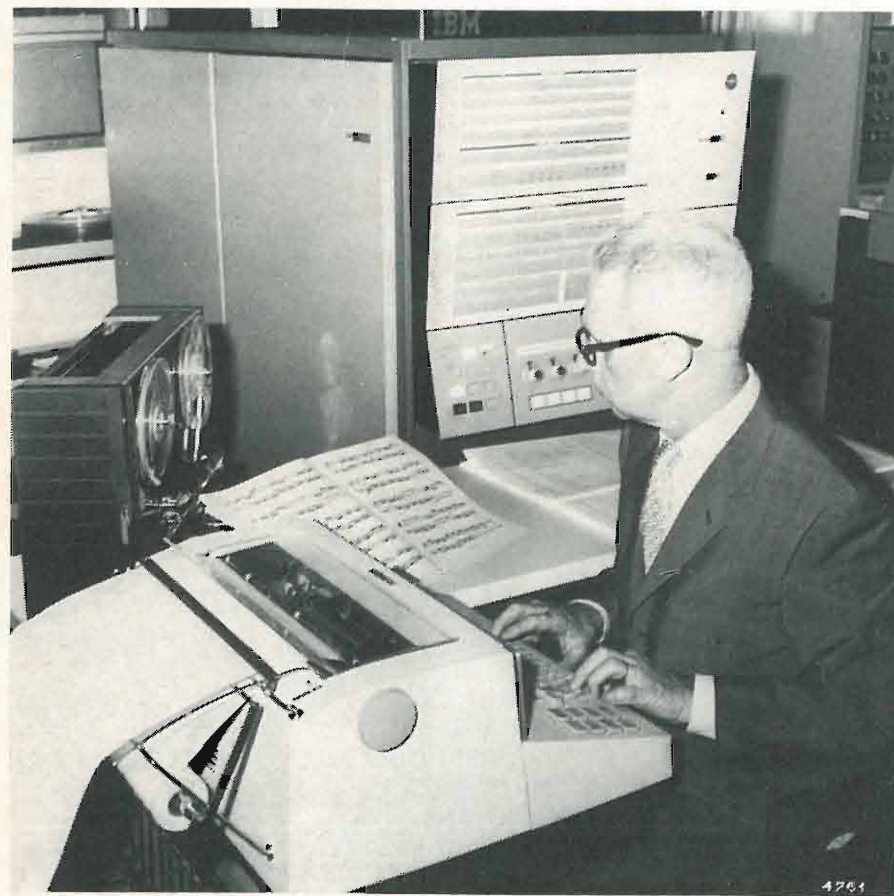
Fig. 2. — Apparecchiatura sperimentale a luce laser per la riproduzione di pellicole registrate olograficamente.

una parte di un fascio laser (al centro nell'apparecchiatura sperimentale di figura 2) attraverso la pellicola (in fig. 2 si vedono bene i rocchetti di supporto di questa) e facendo interferire la luce uscente dalla pellicola con il raggio diretto. L'immagine ottenuta è decifrata da una telecamera che produce il segnale per le immagini televisive a colori. Questo processo di ricostruzione del soggetto e della sua analisi televisiva mediante una telecamera, ha luogo nell'apparecchiatura di figura 1. (1255)

INCONTRO A VENEZIA CON LA « COMPUTER MUSIC » - Si è svolto a Venezia l'incontro con la « Computer Music » organizzato dalla Biennale di Venezia in collaborazione con la IBM Italia nell'ambito del 33° Festival Internazionale di Musica Contemporanea.

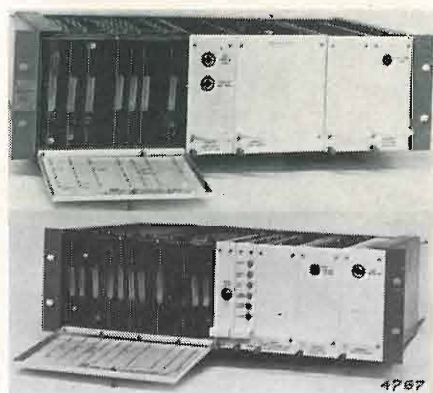
La manifestazione è stata aperta da una serie di relazioni tenute nelle Sale Apollinee del Teatro La Fenice da Pietro Grossi, Cesare Chignoli e Giorgio Sommi sulle esperienze e le ricerche fonologiche condotte presso il CNUCE (Centro Nazionale Universitario di Calcolo Elettronico) di Pisa dai tre ricercatori. In particolare il M° Grossi, incaricato di musica elettronica presso il Conservatorio L. Cherubini di Firenze, ha illustrato i risultati delle ricerche condotte sottolineando come, in base a un particolare programma, il DCMP (Digital Computer Music Program), sia stato possibile ottenere, da un elaboratore elettronico, l'esecuzione di brani musicali, sia chiedendo l'esecuzione vera e propria dei pezzi, sia « invitandolo » a intervenire per apportare variazioni, o addirittura a dare vita a creazioni musicali originali. Ciò non implica che l'utilizzatore del programma sia un esperto di elettronica, o che debba possedere delle cognizioni musicali classiche.

Cesare Chignoli e Giorgio Sommi del Centro Studi IBM di Pisa hanno, dal canto loro, illustrato l'insieme dei procedimenti necessari per ottenere dal calcolatore la trasformazione degli ordini impartiti in suono. Ad esemplificazione degli argomenti illustrati sono state inoltre presentate alcune registrazioni di musica generata dal calcolatore.

È seguita, presso il Centro di Ricerca IBM Italia a Palazzo Papadopoli, una dimostrazione condotta dal M° Grossi (vedi figura) che, con l'ausilio del sistema / 360 Modello 44 in qualità di esecutore, ha fatto ascoltare in pratica una serie di brani classici e inediti e alcune variazioni apportate ai brani stessi. È stato così possibile rendersi conto delle infinite possibilità elaborative che un calcolatore riserva anche in campo musicale. (1239)

VOLTMETRO INTEGRATORE A FASE BLOCCATA- Un nuovo voltmetro integratore a fase bloccata, il modello 110 illustrato in figura, è in grado di rivelare segnali deboli fino a 0,4 nanovolt e fino a 60 dB al disotto del livello del rumore bianco. Lo strumento accetta un segnale di riferimento di frequenza ed ampiezza note la cui fase blocca la fase del segnale da misurare; due rivelatori sincronizzati con il segnale di riferimento danno segnali d'uscita in c.c. i cui livelli sono proporzionali alle componenti in fase e in quadratura del segnale che deve essere misurato. Tutti gli altri segnali (interferenze, ronzio, rumore di circuito, ecc.) che non sono correlati con il segnale di riferimento, non producono alcuna uscita dal rivelatore. Il voltmetro Modello 110 prodotto dalla Automatic Syst. Lab. Ltd (Leighton Buzzard-Bedfordshire-Inghilterra), può essere impiegato come amplificatore del segnale d'errore ad elevata sensibilità, nei ponti di misura, in sistemi di servocomando, come un voltmetro vettore, per misurare le caratteristiche di trasferimento di sistemi portanti, ecc.

Lo strumento annulla il rumore di circuito ed altre interferenze fino a 1.000 volte l'ampiezza del segnale desiderato ed è possibile inserire un filtro per le frequenze della sorgente di alimentazione che mette in grado lo strumento

di escludere il ronzio che può essere 100.000 volte più grande del segnale utile. Gli strumenti sono in grado di indicare simultaneamente le componenti « in fase », « in quadratura » e il segnale risultante dalla somma vettoriale delle due. L'apparecchio ha una gamma di frequenza compresa fra 3 Hz e 30 kHz ed un'impedenza d'entrata di 10 megaohm sia per c.c. che per c.a. (1253)

MODULAZIONE AUDIO-VIDEO ABBINATA - Un nuovo metodo di modulazione chiamato « sound-in-vision » (suono-in- video) consente di imprimere i due segnali di una trasmissione televisiva su un'unica portante. Il segnale suono è modulato ad impulsi codificati (PCM) ed è opportunamente combinato col segnale video.

L'apparecchiatura modulatrice o codificatrice (sopra) e quella demodulatrice o decodificatrice (sotto), attuate dalla Pye TVT di Cambridge (Gran Bretagna) su licenza della B.B.C., sono illustrate in figura. Il modulatore è provvisto di demodulatori per il controllo separato dei due segnali.

Si prevede che il nuovo metodo di modulazione possa trovare numerose applicazioni compresi i collegamenti via satellite e la televisione in circuito chiuso. (1247)

MAPPE DISEGNATE IN PROSPETTIVA - Il tracciatore elettrostatico Statos-5 della Varian Ass., provvisto di ben 1400 stili e capace di segnare fino ad un massimo di 800.000 punti al secondo (vedi « Elettronica e Telecomunicaz. » n. 5, 1970, pag. 188) è usato dalla « Geometrics Inc. », specializzata in cartografia, per tracciare, con grande rapidità, mappe tridimensionali in prospettiva (fig. 1) o con le aree di livello ombreggiate (figura 2).

I dati provenienti dai sensori sono registrati su nastro magnetico e, dopo essere stati elaborati da un calcolatore elettronico, sono trasmessi al tracciatore.

Le figure 1 e 2 mostrano due versioni di mappe magnetiche prelevate da un aereo, provvisto di un sensibile magnetometro, sopra la zona della « Ungava Nickel Belt » nel Nord Canada. Altri impieghi nel quale lo Statos-5 può fornire molto più rapidamente ed economicamente e con maggior precisione, le mappe necessarie sono:

- esplorazione aeromagnetica o gravitazionale per ricerche petrolifere o di altri minerali;
- esplorazioni aeree di raggi gamma, raggi infrarossi o di altre onde elettromagnetiche;
- ricerche aeree sulla polluzione termica o termonucleare;
- ricerche geologiche, magnetiche, archeologiche, anche di monumenti sottomarini o sotterranei ecc.

Fig. 1. — Mappa tridimensionale prospettica della intensità del campo magnetico in un'area di 12 miglia × 12 miglia.

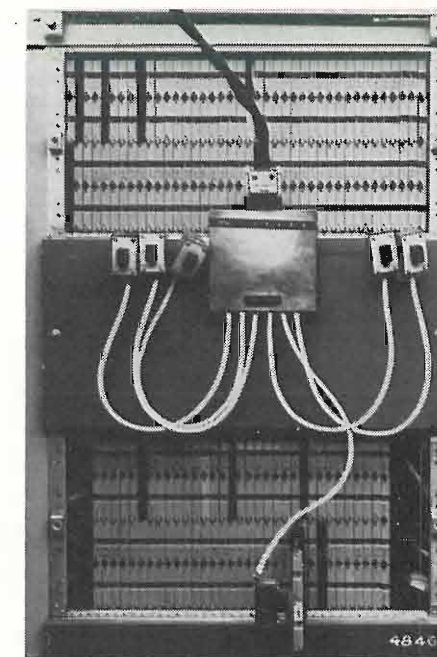
Fig. 2. — Particolare di una mappa ad aree di livello ombreggiate.

Poiché i dati sono registrati su nastro magnetico è possibile duplicare a volontà il tracciamento delle mappe sullo stesso tracciatore. Questi originali hanno peraltro eccellenti caratteristiche di stabilità e durata e sono quindi a loro volta riproducibili sulle normali macchine duplicatrici. (1246)

ALTOPARLANTE PIATTO - È realizzato in polistirene ed ha caratteristiche di elevata fedeltà. Infatti l'unità tipica da 20 cm di diametro e 2,7 cm di profondità, illustrata in figura, ha una risposta in frequenza da 40 Hz a 20 kHz, bassa distorsione, elevata sensibilità (90 dB/m per un watt di potenza elettrica) e sopporta una potenza media di 10 watt (20 W di picco); l'impedenza è di 8 ohm; il magnete è ceramico (Indox). La caratteristica di direttività è sostanzialmente una cardioide cioè l'altoparlante è bidirezionale. Il peso è di circa 320 grammi.

L'altoparlante suddetto, denominato Poly-Planar Mod. RP-8, è prodotto dalla ERA Acoustics Co. di Moonachic-New Jersey-USA. Esso è inoltre impermeabile all'umidità e regge a condizioni climatiche avverse, a temperature comprese fra — 20 e + 175°F (— 29 ÷ + + 80° C), ad urti e vibrazioni. (1261)

UN CALCOLATORE ELETTRONICO CHE INDICA LA SEZIONE GUASTA - Il costo, generalmente elevato dei calcolatori elettronici e l'impossibilità di sospendere per lungo tempo le elaborazioni impongono, in caso di guasto, che gli addetti alla loro manutenzione siano in grado di intervenire senza difficoltà e il più rapidamente possibile.

Un procedimento messo a punto nei laboratori della General Electric Information Systems Italia a Pregnana Milanese permette di ottenere automaticamente, dallo stesso elaboratore, l'indicazione del circuito da sostituire. Chiamato SAFE (Simulation Aided Fault Evaluation) questo procedimento consente di ridurre a pochi minuti il tempo medio di intervento per guasti e di affidare la riparazione anche a personale non strettamente specializzato. La foto illustra l'apparecchiatura di simulazione fisica dei guasti utilizzata sugli elaboratori della serie GE-100.

Il metodo è stato studiato e messo a punto simulando sull'elaboratore, attraverso una apparecchiatura appositamente studiata, tutti i guasti possibili. Ad ogni simulazione di guasto un apposito programma diagnostico inviava « stimoli » ai vari organi interessati dal guasto e registrava i « sintomi » che tali organi presentavano. Si è ottenuta così una completa lista di corrispondenza fra guasti e sintomi. Ordinando quindi per « sintomo » anziché per « guasto » tali corrispondenze è stato formato un « Dizionario dei sintomi », una copia del quale — insieme con una copia del programma diagnostico — viene fornita ad ogni utente del sistema.

Quando il sistema denuncia un malfunzionamento basta che il manutentore introduca il programma diagnostico. Questo si svolge regolarmente fino a che non si scoprono sintomi di guasto a carico di certi organi. A questo punto l'elaboratore si ferma e dà luogo alla stampa dei sintomi rilevati. La consultazione del « Dizionario dei sintomi » permette al manutentore di conoscere quale guasto è associato a quei sintomi e quindi di sostituire il componente difettoso. (1264)

RICERCA E PRESENTAZIONE DI UN DOCUMENTO, FRA MILIONI, IN 10 SECONDI - Un raffinato sistema di ricerca e presentazione di un determinato documento microfilmato fra milioni di essi in un tempo massimo di 10 secondi è stato sviluppato dalla Varian Ass. e chiamato ADCO 626 Microfilm Storage and Retrieval System.

La chiave del dispositivo è costituita da un circuito logico che riceve dall'utente l'indirizzo numerico del documento cercato. Il circuito guida una testa ottica cercatrice provvista di cellula a fotodiodo luminoso che esplora una fila di 1.000 supporti speciali di microfilm, contenuti in un adatto telaio. Ogni supporto è provvisto, in un angolo della sua cornice, di una particolare dentatura a codice binario che consente di individuare ciascuno dei 1.000 supporti mediante il raggio di luce della testa esploratrice collimato con una sonda sensibile.

Quando il voluto supporto è stato selezionato esso, mediante un convogliatore rapido, viene portato davanti ad una telecamera ad elevata risoluzione (1.225 righe) da cui l'immagine del documento è trasmessa ad un monitore della stazione terminale richiedente ove è anche possibile, mediante una elettrofotocopiatrice, produrre copie del documento richiesto a prezzo competitivo con i correnti sistemi di riproduzione.

I microfilm sono immagazzinati secondo un preciso ordine, cioè: ogni telaio porta 1.000 microfilm, 10 telai sono sistemati su un piano, ogni modulo ha 5 piani e un massimo di 6 moduli forma un banco nel quale sono quindi contenuti 300.000 microfilm. Poiché ognuno di essi può contenere fino a 30 pagine, ogni banco ha una capacità di 9 milioni di pagine.

C'è una testa cercatrice con sistema convogliatore e telecamera, a funzionamento indipendente, per ogni piano.

Il banco per l'immagazzinamento di 9 milioni di documenti, con tutte le sue attrezzature, occupa una superficie di circa 40 metri quadrati, meno del 5% della superficie richiesta per l'archiviazione di tipo tradizionale. Ovviamente il numero di banchi può essere comunque moltiplicato.

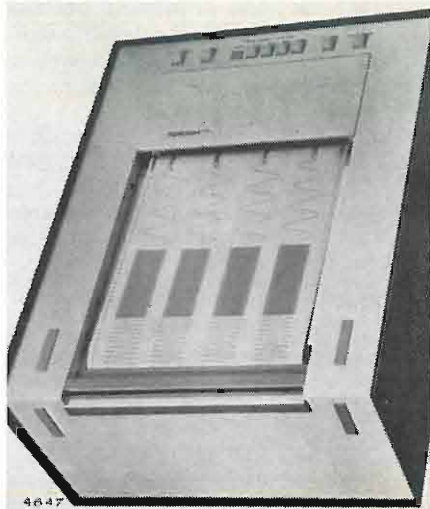
Fra gli altri vantaggi del sistema, oltre alla grande rapidità di ricerca e all'economia di spazio vengono segnalati:

- accesso contemporaneo da parte di numerosi utenti anche da località lontane mediante collegamenti di varia natura (telefonico - su cavo - a microonde...);
- inserimento, eliminazione, aggiornamento dei documenti con sistema automatico;
- si può partire da una capacità minima di 300.000 pagine (1 piano) con un investimento iniziale, comprese tutte le apparecchiature, inferiore a 100.000 dollari;
- ampliamento del magazzino per incrementi da 30 mila (una fila) a 1,5 milioni di pagine (1 modulo);
- non è richiesto un elaboratore elettronico (evitando spese di noleggio, programmazione, addestramento), tuttavia il sistema può essere connesso ai moderni elaboratori di ufficio senza apparecchiature complesse;
- non sono richiesti « linguaggi » o codici speciali;
- i microfilm non vengono mai maneggiati;
- il sistema non richiede condizionamento d'aria e viene alimentato dalla normale rete a c.a. 220 V.

Si prevede che il Sistema Varian ADCO 626 sarà di grande ausilio a compagnie di assicurazione, banche, agenzie di ogni genere, ospedali, ecc. (1252)

REGISTRATORE PORTATILE A NASTRO DI CARTA A QUATTRO CANALI — Concepito per offrire la massima versatilità a costo ridotto, l'ultimo registratore a nastro di carta a quattro canali mod. 440 della Brush Instr. Div., illustratro in figura, dispone anche di due marcatori di eventi e di otto velocità di scorrimento del nastro, comandate da pulsanti.

Adatto sia per il servizio esterno, sia negli impianti industriali e in laboratorio, il nuovo apparecchio pesa circa 20 kg ed è disponibile in due modelli, con cofanetto portatile.

Per il modello 15-6347-00 le velocità di scorrimento del nastro sono: 1, 5, 25 e 125 mm/sec e 1, 5, 25 e 125 mm/min,

mentre per il modello 15-6347-10 esse sono: 5, 10, 15 e 50 mm/sec e mm/min.

Come gli altri registratori della gamma Brush, il nuovo apparecchio è dotato del sistema brevettato di inchiostratura fluida a pressurizzazione che garantisce tracce esenti da sbavature. L'inchiostro è contenuto in ricariche di materia plastica non ricuperabili. In caso di perdita dell'inchiostro, di assenza di energia o di esaurimento del nastro il sistema scrivente si ferma immediatamente e l'inchiostro viene risucchiato dal pennino nel serbatoio. Sono così esclusi i rischi di macchiatura.

Il registratore 440 è dotato del servosistema di posizionamento della penna, unico del genere, basato su un trasduttore senza attrito che garantisce la massima accuratezza ed evita l'accavallamento delle penne (bloccaggi) anche alle massime velocità di registrazione. Il motore della penna e il trasduttore sono integralmente stagni, il che rende l'apparecchio adatto a funzionare nelle più impervie condizioni ambientali.

La risposta di frequenza sulla scala a 50 divisioni è uniforme entro $\pm$ 2% del fondo scala, dalla c.c. a 40 Hz. A 10 divisioni la risposta di frequenza è uniforme entro $\pm$ 2% del fondo scala, dalla c. c. a 100 Hz.

(1265)

LIBRI E PUBBLICAZIONI

ROUBINE E.: **Introduction à la théorie de la communication.** « Masson & Cie. ». Parigi, 1970.

Tre volumi, formato cm 16,5 × cm 24.

1° Vol.: *Signaux non aléatoires*; di pagine VI + 216 con 63 figure.

Prezzo 80 franchi francesi

2° Vol.: *Signaux aléatoires*; di 156 pagine con 31 figure.

Prezzo 64 franchi francesi

3° Vol.: *Théorie de l'information*; di 160 pagine con 33 figure.

Prezzo 64 franchi francesi

L'opera ha per origine un corso universitario tenuto dall'Autore. Tale origine ne definisce nettamente le caratteristiche: si tratta di un compendio chiaro, sistematico, didatticamente molto ben organizzato, dei fondamenti della teoria delle comunicazioni il cui scopo è di inquadrare bene gli argomenti ed i problemi e di dare con chiarezza tutte le definizioni e le relazioni importanti in questo campo. L'analisi dei tipi di utilizzazione e delle modalità applicative dei principi esposti esula dagli scopi dell'opera.

L'argomento è ben suddiviso nei tre volumi. La prima parte è dedicata alle proprietà temporali e spettrali dei segnali. La preminenza data alla trasformata di Fourier rispetto alla trasformata di Laplace riflette una tendenza che va sempre più diffondendosi. Manca però totalmente uno sviluppo dei metodi di trattamento dell'informazione di tipo numerico e degli strumenti analitici relativi (trasformata rapida di Fourier, trasformata di Hadamard).

La seconda parte è dedicata ai segnali aleatori e vengono dati tutti i fondamenti teorici per una completa analisi del problema del rumore.

La terza parte costituisce una presentazione della teoria dell'informazione fatta in modo classico. Viene anche esaurientemente trattata la teoria della generazione dei codici, meno spazio è dedicato ai principi di codificazione e decodificazione.

Ecco i titoli dei capitoli: *Vol. 1°*: Cap. 1°: Scopo della trasformata di Fourier nella teoria del segnale (p. 1); Cap. 2°: Il segnale (p. 13); Cap. 3°: Impiego delle « distribuzioni » (p. 23); Cap. 4°: Trasformata di Fourier (p. 53); Cap. 5°: Proprietà spettrali dei segnali (p. 86); Cap. 6°: Filtri (p. 112); Cap. 7°: Modulazione; App. I: Richiami d'analisi (p. 162); App. II: Complementi sulle « distribuzioni » (p. 183); App. III: Commenti sulla trasformata di Fourier (p. 197). *Vol. 2°*: Cap. 1°: Generalità (p. 1); Cap. 2°: Processi stocastici (p. 8); Cap. 3°: Processi del secondo ordine (p. 29); Cap. 4°: Processi stazionari (p. 50); Cap. 5°: Analisi armonica dei processi stazionari (p. 82); Cap. 6°: Filtraggio dei segnali aleatori (p. 100); Cap. 7°: Applicazioni al rumore (p. 121). *Vol. 3°*: Cap. 1°: Introduzione (p. 1); Cap. 2°: Sorgenti discrete (p. 11); Cap. 3°: Codificazione (p. 40); Cap. 4°: Canali (p. 59); Cap. 5°: Codici di rivelazione e codici di correzione (p. 85); Cap. 6°: Caso continuo (p. 125).

(1269) G. P.

SÉGUIER G.: **Les montages redresseurs.** « Dunod », Parigi, 1970.

Un volume di X + 218 pagine, formato cm 15,5 × cm 24, con 89 figure.

Prezzo 58 franchi francesi

Con questo volume l'Autore si propone di affrontare in modo nuovo ed in una prospettiva abbastanza generale il problema del raddrizzamento di tensioni alternate. Tutti i circuiti raddrizzatori sono qui ricondotti a tre tipi fondamentali a seconda di come la tensione da raddrizzare (con le fasi a stella o a poligono) viene collegata al carico tramite gli elementi raddrizzanti.

Per ciascun tipo viene svolto uno studio completo al fine di conoscere tensioni e correnti nel carico e rendimento sia in condizioni di funzionamento con commutazione spontanea, sia con commutazione ritardata. Viene inoltre affrontato lo studio delle prestazioni del complesso che si ottiene collegando insieme, in serie o in parallelo, due o più circuiti raddrizzatori.

Nella parte finale del volume viene fatto un esame comparativo dei vari circuiti e vengono illustrati i criteri da seguire nella scelta del circuito raddrizzatore da utilizzare.

L'Autore non fa mai riferimento alla tecnologia ed alle caratteristiche dei singoli componenti (diodi, tiristori, ecc.) che compongono un circuito raddrizzatore per non limitare la validità generale dell'opera ed anche perché una abbondante documentazione in merito viene fornita dalle varie case costruttrici.

Numerosi schemi di principio, grafici e tabelle contribuiscono a dare, dei vari argomenti affrontati, una trattazione chiara, completa ed ordinata. Il volume è rivolto agli insegnanti di elettronica e, dato l'impiego frequente dell'algoritmo matematico, a tutti quei tecnici elettronici ed elettrotecnici che abbiano conoscenza almeno dei fondamenti dell'analisi matematica.

Si riporta infine la suddivisione per capitoli del libro: Cap. 1°: I tre modi di commutazione (p. 1); Cap. 2°: Circuiti raddrizzatori con commutazione del tipo parallelo (p. 9); Cap. 3°: Circuiti raddrizzatori con commutazione del tipo parallelo doppio (p. 57); Cap. 4°: Circuiti raddrizzatori con commutazione del tipo serie (p. 91); Cap. 5°: Raggruppamenti di circuiti raddrizzatori (p. 153); Cap. 6°: Confronto generale dei circuiti raddrizzatori (p. 179).

(1267) D. S.

BROWN W. F.: **Principes de ferromagnétisme.** « Dunod », Parigi, 1970.

Un volume di XII + 252 pagine, formato cm 11,5 × cm 17 con 16 figure. Rilegato.

Prezzo 29 franchi francesi

Questo denso volume sulla teoria del ferromagnetismo è stato scritto da W. F. Brown, professore di elettrotecnica all'Università dello Stato di Minnesota. Il ferromagnetismo è stato studiato e presentato agli studenti, nel passato, in modi differenti di trattazione secondo diverse prospettive. È assai difficile quindi proporre oggi una trattazione completa ed unitaria che eviti e sorpassi difficoltà e possibilità di non perfetta comprensione. Lo scopo di questo volume è stato appunto questo, e si può dire senz'altro raggiunto dall'Autore.

Le definizioni di campo sono stabilite nel vuoto e successivamente estese alla materia magnetizzata, mostrando che, sia il vettore campo magnetico d'eccitazione, sia il vettore induzione, sono entrambi necessari alla completa descrizione fisica del mezzo magnetico. L'introduzione del vettore magnetizzazione per questa descrizione consente una trattazione matematica più elegante nel caso del ferromagnetismo. È sviluppato poi con grande ampiezza il punto di vista energetico e sono stabilite le connessioni con la termodinamica; tutto ciò consente di scrivere correttamente le equazioni di equilibrio.

A questo punto si introduce la teoria dei domini magnetici. Si parte dalla storica esperienza di Barkhausen e viene mostrato come si è raffinata questa teoria originante da questo dato sperimentale. Questa parte espone più aspetti critici che didattici in quanto l'Autore indica i limiti del concetto di dominio piuttosto che studiare, in modo esauriente, tutte le configurazioni possibili.

Si tratta di un testo eccellente per studenti a livello universitario, come anche per i ricercatori specialisti del ramo.

Ecco l'elenco dei capitoli: Cap. 1°: Introduzione (p. 1); Cap. 2°: Concetti fondamentali della magnetostatica (p. 13); Cap. 3°: Teoremi generali (p. 52); Cap. 4°: Relazioni energetiche (p. 73); Cap. 5°: Proprietà convenzionali del ferromagnetismo (p. 101); Cap. 6°: Magnetizzazione spontanea uniforme (p. 118); Cap. 7°: Magnetizzazione spontanea non uniforme; micromagnetismo (p. 157); Cap. 8°: Teoria dei domini (p. 198); Cap. 9°: Problemi dinamici (p. 218).

(1266) V. B.

NUMEROSI AUTORI: **Exercices et problèmes.** Fascicolo 2. « Dunod Université », Parigi, 1970.

Un volume di VIII + 112 pagine, formato cm 15,5 × cm 24, con 66 figure.

Prezzo 18 franchi francesi

Fa seguito al volume dello stesso titolo già recensito su « Elettronica e Telecomunicazioni » n. 4, p. 156, ha il medesimo indirizzo e gli stessi scopi.

È diviso in due parti intitolate rispettivamente:

— Principi generali della conversione d'energia (p. 1).

— I regimi transitori in elettrotecnica (p. 61).

(1250)

STAMPATO DALLA ILTE INDUSTRIA LIBRARIA TIPOGRAFICA EDITRICE - CORSO BRAMANTE, 20 - TORINO - 2-1971 (4597)

Spedizione in abbonamento postale - gruppo IV/70